



VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY

FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH TECHNOLOGIÍ

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION

ÚSTAV ELEKTROTECHNOLOGIE

DEPARTMENT OF ELECTRICAL AND ELECTRONIC TECHNOLOGY

NÁVRH UNIVERZÁLNÍ POWERBANKY S RŮZNÝMI VÝSTUPNÍMI ÚROVNĚMI

DESIGN OF A UNIVERSAL POWER BANK WITH DIFFERENT OUTPUT LEVELS

BAKALÁŘSKÁ PRÁCE

BACHELOR'S THESIS

AUTOR PRÁCE

AUTHOR

Karel Šálek

VEDOUCÍ PRÁCE

SUPERVISOR

Ing. Ondřej Čech, Ph.D.

BRNO 2021

Bakalářská práce

bakalářský studijní program **Mikroelektronika a technologie**

Ústav elektrotechnologie

Student: Karel Šálek

ID: 211239

Ročník: 3

Akademický rok: 2020/21

NÁZEV TÉMATU:

Návrh univerzální powerbanky s různými výstupními úrovněmi

POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

Vytvořte návrh řešení powerbanky založené na Li-ion bateriích, která bude mít různé napěťové výstupy a konektory a bude schopna nabíjet telefony (USB 5V), hudební nástroje a efekty (9V) a notebooky (12V, 19V).

DOPORUČENÁ LITERATURA:

Podle pokynů vedoucího práce.

Termín zadání: 29.1.2021

Termín odevzdání: 3.6.2021

Vedoucí práce: Ing. Ondřej Čech, Ph.D.

doc. Ing. Jiří Háze, Ph.D.
předseda rady studijního programu

UPOZORNĚNÍ:

Autor bakalářské práce nesmí při vytváření bakalářské práce porušit autorská práva třetích osob, zejména nesmí zasahovat nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a musí si být plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení části druhé, hlavy VI. díl 4 Trestního zákoníku č.40/2009 Sb.

ABSTRAKT

Tato práce se zabývá návrhem powerbanky s různými napěťovými úrovněmi. V první části práce jsou teoreticky popsány principy fungování lithiových baterií, BMS systémů a DC-DC měničů. V druhé části se práce zabývá jednotlivými návrhy výstupů powerbanky a následně jejich sestavením a testováním v praxi.

KLÍČOVÁ SLOVA

Powerbanka, spínané měniče, systém pro správu baterií, LI-ion, baterie

ABSTRACT

This thesis deals with the design of a power bank with different voltage levels. In the first part of the thesis the theoretical principles of lithium batteries, BMS systems and DC-DC converters are described. The second part of the thesis deals with the individual designs of power bank outputs and then their construction and testing in practice.

KEYWORDS

Powerbank, switching converters, Battery management system, batteries, lithium-ion batteries

Zde bych chtěl poděkovat mému vedoucímu bakalářské práce panu Ing. Ondřeji Čechovii, Ph.D za spolupráci, odborné a užitečné rady a připomínky při vypracování této práce. Také bych rád poděkoval celé své rodině, kamarádům a blízkým za podporu při psaní práce.

Citace tištěné práce:

ŠÁLEK, Karel. Návrh univerzální powerbanky s různými výstupními úrovněmi. Brno, 2021. Dostupné také z: <https://www.vutbr.cz/studenti/zav-prace/detail/134695>. Bakalářská práce. Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Ústav elektrotechnologie. Vedoucí práce Ondřej Čech.

Citace elektronického zdroje:

ŠÁLEK, Karel. Návrh univerzální powerbanky s různými výstupními úrovněmi [online]. Brno, 2021 [cit. 2021-06-01]. Dostupné z: <https://www.vutbr.cz/studenti/zav-prace/detail/134695>. Bakalářská práce. Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Ústav elektrotechnologie. Vedoucí práce Ondřej Čech.

Prohlášení autora o původnosti díla

Jméno a příjmení studenta:	Karel Šálek
VUT ID studenta:	211239
Typ práce:	Bakalářská práce
Akademický rok:	2020/21
Téma závěrečné práce:	Návrh univerzální powerbanky s různými výstupními úrovněmi

Prohlašuji, že svou závěrečnou práci jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucí/ho závěrečné práce a s použitím odborné literatury a dalších informačních zdrojů, které jsou všechny citovány v práci a uvedeny v seznamu literatury na konci práce. Jako autor uvedené závěrečné práce dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením této závěrečné práce jsem neporušil autorská práva třetích osob, zejména jsem nezasáhl nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a jsem si plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení části druhé, hlavy VI. díl 4 Trestního zákoníku č. 40/2009 Sb.

V Brně dne: 3. června 2021

Podpis autora

OBSAH

1	LI-ION baterie	2
1.1	Princip fungování.....	2
1.2	Typy LI-ION baterií.....	3
1.2.1	LiCoO ₂	3
1.2.2	LiFePO ₄	3
1.2.3	LiMn ₂ O ₄	4
1.2.4	LiNiMnCoO ₂	4
1.2.5	Polymerové baterie	4
1.3	Nabíjení LI-ion baterií	4
2	Ochranné systémy baterií (BMS)	6
2.1	Struktura BMS	7
2.2	Balancování baterií	8
2.2.1	Pasivní balancování (Bleeding resistor)	8
2.2.2	Pasivní balancování pomocí omezení nabíjení (Charging limit).....	9
2.2.3	Aktivní balancování pomocí kondenzátorů (Flying capacitors).....	9
2.2.4	Aktivní balancování s DC-DC snižujícím měničem (Step down).....	10
2.3	Ovládání výstupu battery packu	11
2.3.1	Ovládání výstupu se společným portem	12
2.3.2	Ovládání výstupu s dvěma porty	13
2.4	Proudová ochrana baterií	13
2.4.1	Měření proudu na horní straně (High-side sensing)	14
2.4.2	Měření proudu na spodní straně (Low-side sensing).....	14
3	spínané DC-DC Měniče	15
3.1	Snižující měnič (Buck convertor)	15
3.2	Zvyšující měnič (Boost convertor)	16
3.3	Zvyšující/snižující měnič (SEPIC)	17
3.4	Flyback měnič.....	17
4	Praktická část	19
4.1	Struktura powerbanky	19
4.2	Návrh battery packu.....	19
4.2.1	Výkonové dimenzování	19

4.2.2	Výroba battery packu.....	20
4.3	Návrh BMS	22
4.3.1	BQ769200.....	22
4.3.2	BQ76920.....	23
4.3.3	Balancování	24
4.3.4	Ovládání výstupu	25
4.3.5	Snímání proudu.....	28
4.3.6	Návrh DPS obvodu pro BMS	28
4.3.7	Knihovna pro obvod BQ76920.....	30
4.3.8	Zápis pomocí I2C.....	30
4.3.9	Čtení pomocí I2C.....	31
4.3.10	Čtení hodnot napětí jednotlivých baterií.....	31
4.3.11	Nastavení OV ochrany	33
4.3.12	Nastavení UV ochrany.....	35
4.3.13	Čtení hodnoty proudu	36
4.3.14	Ovládání výstupu	37
4.3.15	Inicializace	38
4.3.16	Měření základních ochran.....	39
4.3.17	Zhodnocení BMS desky.....	44
4.4	DC-DC měniče pro nabíjení mobilů.....	45
4.4.1	Návrh měniče	45
4.4.2	Návrh DPS pro nabíjení telefonních zařízení	49
4.4.3	Měření účinnosti měniče.....	50
4.4.4	Měření proudové limitace	55
4.4.5	Spotřeba měniče v nečinném stavu.....	57
4.4.6	Test měniče při nabíjení telefonních zařízení	58
4.5	Napájení hudebních efektů	60
4.6	Nabíjení notebooků.....	65
4.6.1	Návrh DPS flyback měniče pro nabíjení notebooků	71
4.6.2	Měření účinnosti a základních charakteristik flyback měniče.....	72
4.6.3	Test flyback měniče při nabíjení notebooku.....	76
4.6.4	Zhodnocení flyback měniče pro nabíjení notebooků.....	78
4.7	Řídící deska.....	78
4.7.1	Převodník logických úrovní.....	78

4.7.2	DC-DC step-down měnič pro napájení arduina.....	79
4.7.3	Návrh DPS řídicí desky	81
4.8	Návrh krabice powerbanky.....	83
5	ZÁVĚR	85

SEZNAM OBRÁZKŮ

OBRÁZEK 1: PRINCIP FUNKCE LITHIOVÉ BATERIE [3]	2
OBRÁZEK 2 GRAF PRŮBĚHU NABÍJENÍ LI-ION BATERIE METODOU CCCV [4]	5
OBRÁZEK 3 NABÍJENÍ BATERIÍ V SÉRII- PŘEBITÍ BATERIE	6
OBRÁZEK 4 VYBÍJENÍ BATERIÍ V SÉRII- VYBITÍ BATERIE POD MINIMÁLNÍ ÚROVEŇ	7
OBRÁZEK 5 STRUKTURA BMS	8
OBRÁZEK 6 SCHÉMA ZAPOJENÍ PASIVNÍHO BALANCÉRU BATERIÍ S EXTERNÍMY MOS FETy [5]	9
OBRÁZEK 7 SCHÉMA ZAPOJENÍ AKTIVNÍHO BALANCOVÁNÍ S KONDENZÁTORY [5]	10
OBRÁZEK 8 SCHÉMA ZAPOJENÍ AKTIVNÍHO BALANCOVÁNÍ S DC DC MĚNÍČEM [5]	10
OBRÁZEK 9 SCHÉMA ZAPOJENÍ OVLÁDÁNÍ VÝSTUPU SE SPOLEČNÝM PORTEM S NMOS TRANZISTORY (HIGH-SIDE)	12
OBRÁZEK 10 SCHÉMA ZAPOJENÍ OVLÁDÁNÍ VÝSTUPU S DVĚMA PORTY POMOCÍ NMOS TRANZISTORŮ (HIGH-SIDE)	13
OBRÁZEK 11 SCHÉMA ZAPOJENÍ HIGH SITE MĚŘENÍ PROUDU [9]	14
OBRÁZEK 12 SCHÉMA ZAPOJENÍ LOW SIDE MĚŘENÍ PROUDU [9]	14
OBRÁZEK 13 SCHÉMA ZAPOJENÍ SNIŽUJÍCÍHO MĚNÍČE	15
OBRÁZEK 14 SCHÉMA ZAPOJENÍ ZVYŠUJÍCÍHO MĚNÍČE	16
OBRÁZEK 15 SCHÉMA ZAPOJENÍ SEPIC MĚNÍČE	17
OBRÁZEK 16 SCHÉMA ZAPOJENÍ FLYBACK MĚNÍČE	18
OBRÁZEK 17 STRUKTURA POWERBANKY	19
OBRÁZEK 18 SVAŘENÍ BATERIÍ V PARALELNÍM ZAPOJENÍ	21
OBRÁZEK 19 SVAŘENÍ SÉRIOVÉHO ZAPOJENÍ BATERIÍ SPODNÍ STRANY (NALEVO) A HORNÍ STRANY (NAPRAVO) BATTERY PACKU	21
OBRÁZEK 20 KONFIGURACE PINŮ BQ76200[13]	23
OBRÁZEK 21 KONFIGURACE PINŮ BQ76200[12]	23
OBRÁZEK 22 KONFIGURACE PŘIPOJENÍ BATERIÍ V ZAPOJENÍ 4S K BQ76920	24
OBRÁZEK 23 SCHÉMA ZAPOJENÍ AKTIVNÍHO BALANCOVÁNÍ	25
OBRÁZEK 24 SCHÉMA ZAPOJENÍ HIGH-SIDE SPÍNÁNÍ	27
OBRÁZEK 25 POHLED NA VRCHNÍ STRANU DESKY	29
OBRÁZEK 26 POHLED NA SPODNÍ STRANU DESKY	29
OBRÁZEK 27 ZÁPIS DAT POMOCÍ I2C[12]	30
OBRÁZEK 28 ČTENÍ REGISTRU POMOCÍ I2C[12]	31
OBRÁZEK 29 REGISTRY PRO UKLÁDÁNÍ ADC HODNOT NAPĚTÍ NA BATERIÍCH[12]	32
OBRÁZEK 30 OV_ TRIP REGISTR[12]	34
OBRÁZEK 31 REGISTR PROTECT_3[12]	35
OBRÁZEK 32 BITOVÉ HODNOTY OV_D PRO ZÁPIS DO REGISTRU PROTECT_3	35
OBRÁZEK 33 UV_ TRIP REGISTR[12]	35
OBRÁZEK 34 SYS_CTRL1 REGISTR[12]	38
OBRÁZEK 35 SYS_CTRL2 REGISTR[12]	39
OBRÁZEK 36 PROTECT1 REGISTR[12]	39
OBRÁZEK 37 PROTECT2 REGISTR[12]	39
OBRÁZEK 38 VÝSTUP SÉRIOVÉHO MONITORU PŘI ZKOUŠCE OV OCHRANY PŘI NABÍJECÍM PROUDU 5A	41
OBRÁZEK 39 VÝSTUP SÉRIOVÉHO MONITORU PŘI ZKOUŠCE OV OCHRANY PŘI NABÍJECÍM PROUDU 5 A PO DETEKCI	41
OBRÁZEK 40 SNÍMEK OSCIOSKOPU PRŮBĚH VÝSTUPNÍHO NAPĚTÍ PACKU PŘI ZKRATU	42
OBRÁZEK 41 VÝSTUP SÉRIOVÉHO MONITORU PŘI ZKOUŠCE SCD OCHRANY	42
OBRÁZEK 42 SNÍMEK OSCIOSKOPU PRŮBĚH VÝSTUPNÍHO NAPĚTÍ PACKU PŘI PROUDOVÉM PŘETÍŽENÍ	43
OBRÁZEK 43 VÝSTUP SÉRIOVÉHO MONITORU PŘI ZKOUŠCE OCD OCHRANY	44
OBRÁZEK 44 SCHÉMA ZAPOJENÍ OBVODU PRO NABÍJENÍ MOBILŮ	45
OBRÁZEK 45 SCHÉMA ZAPOJENÍ VÝSTUPU OBVODU PRO NABÍJENÍ MOBILŮ	46
OBRÁZEK 46 SCHÉMA ZAPOJENÍ PRO SIMULACI STEP-DOWN MĚNÍČE V PROGRAMU LT-SPICE	47
OBRÁZEK 47 VÝSTUP TRANSIENTNÍ ANALÝZY PROGRAMU LT-SPICE PRO NAPĚTÍ NA GATE TRANZISTORU	48
OBRÁZEK 48 POHLED HORNÍ STRANY DESKY	49
OBRÁZEK 49 POHLED SPODNÍ STRANY DESKY	49
OBRÁZEK 50 GRAF ZÁVISLOSTI ÚČINNOSTI NA VSTUPNÍM NAPĚTÍ MĚNÍČE PRO NABÍJENÍ TELEFONŮ	51

OBRÁZEK 51 GRAF ZÁVISLOSTI VÝSTUPNÍHO NAPĚTÍ NA VSTUPNÍM NAPĚTÍ PŘI RŮZNÉM ZATÍŽENÍ.....	52
OBRÁZEK 52 SNÍMEK Z OSCILOSKOPU ZVLNĚNÍ VÝSTUPNÍHO NAPĚTÍ PŘI ZÁTĚŽI NA VÝSTUPU $5\ \Omega$	53
OBRÁZEK 53 SNÍMEK Z OSCILOSKOPU CELKOVÉHO ŠUMU NA VÝSTUPU PŘI ZÁTĚŽI $5\ \Omega$	53
OBRÁZEK 54 SNÍMEK Z OSCILOSKOPU NAPĚTÍ NA GATE SPÍNACÍHO TRANZISTORU PŘI ZÁTĚŽI $5\ \Omega$	54
OBRÁZEK 55 SNÍMEK Z OSCILOSKOPU VÝSTUPNÍHO NAPĚTÍ PŘI ZKRATU.....	55
OBRÁZEK 56 SNÍMEK Z OSCILOSKOPU NAPĚTÍ NA GATE SPÍNACÍHO TRANZISTORU PŘI ZKRATU NA VÝSTUPU	55
OBRÁZEK 57 SNÍMEK OSCILOSKOPU NAPĚTÍ NA VÝSTUPU MĚNIČE PŘI ZKRATU S VYUŽITÍM PINU ENABLE	56
OBRÁZEK 58 TEST NABÍJENÍ TELEFONNÍCH ZAŘÍZENÍ SAMSUNG A APPLE.....	58
OBRÁZEK 59 TEST NABÍJENÍ 5V ZAŘÍZENÍ.....	59
OBRÁZEK 60 SCHÉMA ZAPOJENÍ VÝSTUPU PRO HUDEBNÍ EFEKTY.....	60
OBRÁZEK 61 GRAF ZÁVISLOSTI VÝSTUPNÍHO NAPĚTÍ NA ČASE S REZISTOROVOU ZÁTĚŽÍ $I_{OUT}=200\text{ mA}$	63
OBRÁZEK 62 GRAF ZÁVISLOSTI VÝSTUPNÍHO NAPĚTÍ NA ČASE S REZISTOROVOU ZÁTĚŽÍ $I_{OUT}=200\text{ mA}$	64
OBRÁZEK 63 SLOPE KOMPENZACE OBVODU UC3843 [20].....	70
OBRÁZEK 64 POHLED HORNÍ STRANY DPS.....	72
OBRÁZEK 65 POHLED SPODNÍ STRANY DPS.....	72
OBRÁZEK 66 GRAF ZÁVISLOSTI ÚČINNOSTI FLYBACK MĚNIČE NA VSTUPNÍM NAPĚTÍ.....	74
OBRÁZEK 67 SNÍMEK OSCILOSKOPU NAPĚTÍ GATE TRANZISTORU FLYBACK MĚNIČE PŘI VÝSTUPNÍM PROUDU $2,4\text{ A}$	75
OBRÁZEK 68 SNÍMEK OBRAZOVKY OSCILOSKOPU ZVLNĚNÍ VÝSTUPNÍHO NAPĚTÍ FLYBACK MĚNIČE PŘI VÝSTUPNÍM PROUDU $4,7\text{ A}$	75
OBRÁZEK 69 SNÍMEK OBRAZOVKY OSCILOSKOPU ŠUM VÝSTUPNÍHO NAPĚTÍ FLYBACK MĚNIČE PŘI VÝSTUPNÍM PROUDU $4,7\text{ A}$	76
OBRÁZEK 70 NABÍJENÍ NOTEBOOKU DELL G5 15 POMOCÍ FLYBACK MĚNIČE	77
OBRÁZEK 71 NABÍJENÍ NOTEBOOKU DELL G5 15 POMOCÍ FLYBACK MĚNIČE PŘI PŘEHRÁVÁNÍ 4K VIDEA	77
OBRÁZEK 72 SCHÉMA PŘEVODNÍKU LOGICKÝCH ÚROVNÍ.....	79
OBRÁZEK 73 SCHÉMA ZAPOJENÍ PŘEVODNÍKŮ LOGICKÝCH ÚROVNÍ PRO ŘÍDÍCÍ DESKU	79
OBRÁZEK 74 SCHÉMA ZAPOJENÍ STEP-DOWN MĚNIČE PRO NAPÁJENÍ ARDUINA.....	80
OBRÁZEK 75 SCHÉMA ZAPOJENÍ KONTROLNÍ DESKY.....	81
OBRÁZEK 76 POHLED SPODNÍ STRANY DPS ŘÍDÍCÍHO OBVODU.....	82
OBRÁZEK 77 POHLED SPODNÍ STRANY DPS ŘÍDÍCÍHO OBVODU.....	82
OBRÁZEK 78 NÁVRH KRABÍČKY POWERBANKY.....	83
OBRÁZEK 79 NÁVRH KRABÍČKY POWERBANKY POHLED V ŘEZU KRABÍČKY	83

SEZNAM TABULEK

TABULKA 1 TABULKA STAVŮ TRANZISTORŮ PRO OVLÁDÁNÍ VÝSTUPU S JEDNÍM PORTEM S NMOS TRANZISTORY (HIGH-SIDE)	12
TABULKA 2 ÚČINNOST MĚNIČE PRO NABÍJENÍ TELEFONŮ PŘI ZÁTĚŽI $5\ \Omega$	50
TABULKA 3 ÚČINNOST MĚNIČE PRO NABÍJENÍ TELEFONŮ PŘI ZÁTĚŽI $3.33\ \Omega$	50
TABULKA 4 ÚČINNOST MĚNIČE PRO NABÍJENÍ TELEFONŮ PŘI ZÁTĚŽI $2.5\ \Omega$	51
TABULKA 5 NAMĚŘENÉ HODNOTY SPOTŘEBY MĚNIČE BEZ ZAPOJENÉ ZÁTĚŽE	57
TABULKA 6 NAMĚŘENÉ HODNOTY SPOTŘEBY MĚNIČE BEZ ZAPOJENÉ ZÁTĚŽE PŘI SEPNUTÉM PINU ENABLE	57
TABULKA 7 NAMĚŘENÉ HODNOTY VÝSTUPNÍHO NAPĚTÍ V ZÁVISLOSTI NA ČASE PŘI VÝSTUPNÍM PROUDU $0,2\ A$	63
TABULKA 8 NAMĚŘENÉ HODNOTY VÝSTUPNÍHO NAPĚTÍ V ZÁVISLOSTI NA ČASE PŘI VÝSTUPNÍM PROUDU $0,4\ A$	64
TABULKA 9 NAMĚŘENÉ HODNOTY ÚČINNOSTI FLYBACK MĚNIČE S REZISTOROVOU ZÁTĚŽÍ $R=20\ \Omega$	73
TABULKA 10 NAMĚŘENÉ HODNOTY ÚČINNOSTI FLYBACK MĚNIČE S REZISTOROVOU ZÁTĚŽÍ $R=10\ \Omega$	73
TABULKA 11 NAMĚŘENÉ HODNOTY ÚČINNOSTI FLYBACK MĚNIČE S REZISTOROVOU ZÁTĚŽÍ $R=5\ \Omega$	74

ÚVOD

Využití lithiových baterií je velmi aktuálním tématem. Od počátku jejich užívání jsou baterie stále zdokonalovány a v dnešní době mají široké spektrum využití. Hojně používány jsou powerbanky, které umožňují uživateli napájení zejména mobilů, pokud nemá možnost přístupu k elektrické síti. Nové technologie však umožňují napájení i výkonnějších zařízení pomocí baterií, zejména elektromobilů a napájení domácností. Powerbanky se pro výkonnější zařízení na trhu vyskytují v malém omezeném množství. Tato práce je psána s motivací tento trh rozšířit a vytvořit tak funkční powerbanku pro napájení širšího množství zařízení, která bude stále kompaktní a přenosná.

Hlavním cílem je vytvoření funkční powerbanky, která bude složena z výstupu pro nabíjení telefonních zařízení, notebooků s jakýmkoliv napájecím napětím a hudebních signálů.

Text práce je členěn do dvou částí. První část se zabývá teoretickým rozborem principu fungování lithiových baterií, BMS systémů a spínaných měničů. V druhé části práce je navržena celá topologie powerbanky a požadavky na jednotlivé výstupní periferie. Tato část je následně rozdělena do podkapitol, které se zabývají návrhem, konstrukcí a následně měřením funkčnosti navrženého obvodu

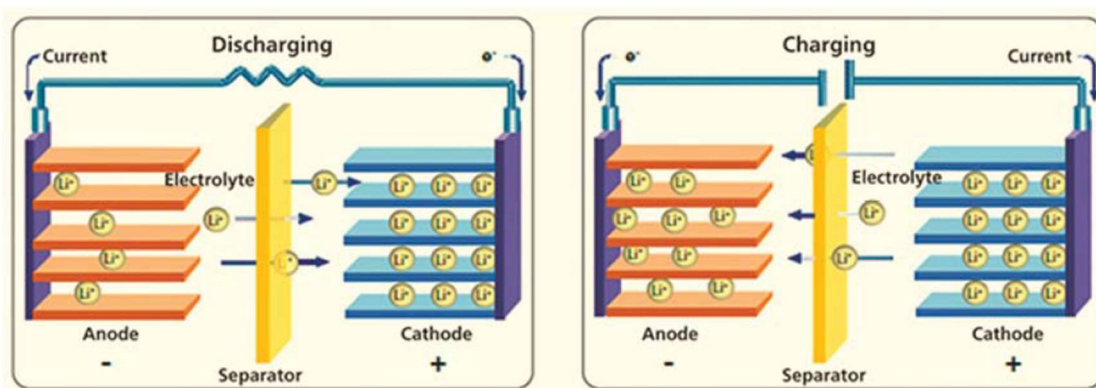
1 LI-ION BATERIE

Lithium iontové baterie jsou jedny z nejpoužívanějších baterií na trhu, a to díky jejich životnosti, velké kapacitě (u baterií 18560 až 3500 mAh) a nízké ceně (3588/KWh [1]). Jejich uplatnění zaujímá široké spektrum trhu. Nejvíce jako baterie do mobilních zařízení, elektro aut nebo hybridních aut, elektro koloběžek, kol, skateboardů nebo také jako záložní zdroj energie pro domácnost (power wall).

1.1 Princip fungování

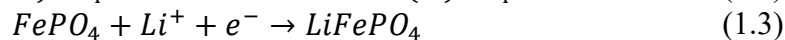
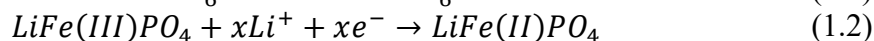
Baterie se skládá z katody, která je tvořena oxidem lithia a dalšího kovu. Nejvíce využívaná je katoda z LiCoO_2 . Mezi nejčastěji používané anody patří anoda tvořená karbonem. Mezi elektrodami se nachází elektrolyt a separátor. Kde elektrolyt zabraňuje průchodu elektronů a separátor slouží jako ochranný prvek před vznícením, ke kterému by mohlo dojít vyschnutím elektrolytu [2].

Lithium je silně reaktivní prvek s jedním valenčním elektronem. Při nabíjení dochází na katodě k oxidační reakci, při které dojde k uvolnění kladně nabitých iontů lithia a elektronů. Lithné ionty putují přes separátor k anodě, kde jsou inkorporovány spolu s elektrony interkalační reakcí do grafitu. Interkalační reakce je zpětná a uplatňuje se i během vybíjení baterie, kde naopak dochází k uvolnění uložených lithných iontů a elektronu. Ty poté putují zpět ke katodě [2].



Obrázek 1: Princip funkce lithiové baterie [3]

Chemicky se dá vybíjecí rovnice popsat takto:



1.2 Typy LI-ION baterií

LI-ion baterií je na trhu více druhů. Liší se zejména chemickým složením katody. Základní typy LI ION baterií jsou:

1.2.1 LiCoO₂

Jedná se o nejvíce používaný typ lithiových baterií. Katoda je tvořena oxidem kobaltitolitným. Tento typ baterií odstartoval éru lithiových baterií. Byl vynalezen v roce 1991, kdy jej jako první začala používat firma Sony. Výhodou tohoto typu baterií je jejich hustota energie (nejčastěji Wh/Kg). Mezi nevýhody patří zahřívání těchto baterií při nabíjení/vybíjení. Při nadměrném zahřívání se začne z katody uvolňovat kyslík, což vede k vznícení baterie [2].

V dnešní době stále patří k hojně používaným bateriím v mobilech, tabletech, notebookech a kamerách [2].

1.2.2 LiFePO₄

Tento typ baterií disponuje teplotními vlastnostmi, které jsou lepší než u typu s LiCoO₂ katodou. Baterie se proto využívají v elektromobilech a elektrických zařízeních s velkými výkony. Dalšími výhodou je velký počet nabíjecích cyklů. Nevýhodou je nízká hustota energie a rychlejší samovybíjení [2].

1.2.3 LiMn_2O_4

Tyto baterie jsou díky chemické struktuře katody velmi dobře teplotně stabilní. Výhodou je zejména vysoký nabíjecí a vybíjecí proud. Mezi nevýhody je řazena malá kapacita a krátká životnost baterií [2].

1.2.4 LiNiMnCoO_2

Tento typ je tvořen katodou, která je podle výrobních požadavků tvořena určeným poměrem Nikl : Kobalt : Mangan. Díky tomuto poměru je zajištěn nízký vnitřní odpor a velmi dobré teplotní vlastnosti [2].

Největší využití nachází v elektromobilech, při velkých uvolnění energií v krátkém čase (při zrychlení) [2].

1.2.5 Polymerové baterie

Polymerové baterie se liší použitým elektrolytem, který je tvořen z polymeru. Vrstva polymeru zajišťuje lepší tvarovatelnost a možnost zmenšení velikosti baterií v porovnání s kapalným polymerem. Tento typ elektrolytu se dá využít u všech předem zmíněných typů baterií [2].

1.3 Nabíjení LI-ion baterií

Základní vlastností lithiových baterií je jejich schopnost opakovanému nabíjení a dosahování vysokých hodnot cyklů nabití/vybití. Pro nabíjení lithiových baterií je nutno dodržovat zásady nabíjení dodané výrobcem. Průběh nabíjení je u všech typů lithiových baterií stejný, liší se pouze maximální hodnoty napětí, které se nesmí přesáhnout. Tato mezní hodnota musí být precizně dodržena, pokud by byla baterie nabita na úroveň vyšší o desítky mV, mohlo by dojít k jejímu vznícení. Dále se také liší nabíjecí proud, který je uveden výrobcem. Nejčastěji se tato hodnota udává jako násobek kapacity baterie (značena písmenem C). Pro standartní nabíjení se pohybují vybíjecí proudy v rozmezí 0,5 C až 1 C. Pro rychlé nabíjení je to rozmezí 1 C až 5 C. Nevýhodou rychlého nabíjení je degradace baterií, kdy s rostoucím počtem cyklů nabití rychleji ztrácí svoji kapacitu.

Nabíjení baterií se dělí do tří hlavních částí a to:

- **Před nabití (pre-charge)**

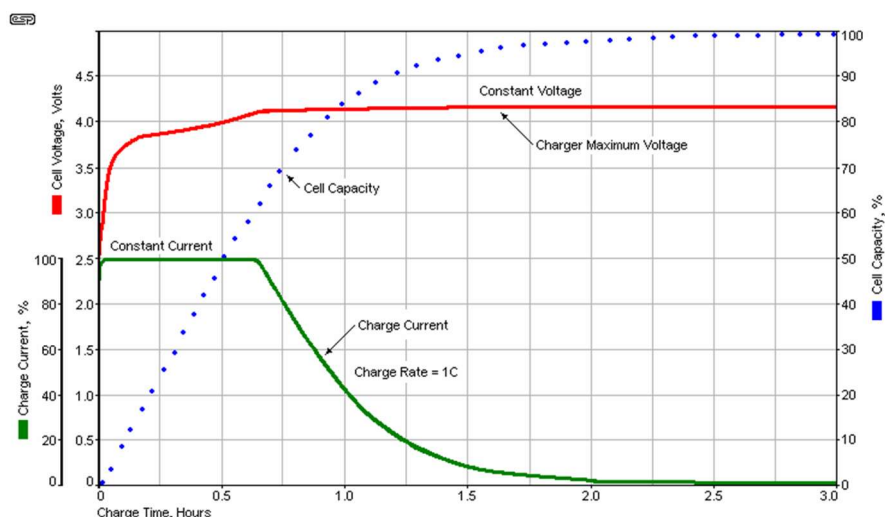
Na začátku nabíjení baterie je změřeno napětí baterie, pokud je napětí větší než mezní vybíjecí napětí (tato hodnota je udána výrobcem v katalogu), tento krok je přeskočen. Pokud je však napětí baterie menší než tato hodnota, bude proud protékající baterií roven 10% maximálního nabíjecího proudu.

- **Režim konstantního proudu (CC)**

Pokud je baterie ve stavu kdy je její hodnota napětí větší než 20% maximálního napětí, vzroste nabíjecí proud na danou hodnotu nabíjení (obvykle 0,5C až 1C). Průchodem proudu začne růst napětí baterie. Tato hodnota proudu je udržována konstantní, až do doby kdy je napětí na baterii rovno jejímu maximu.

- **Režim konstantního napětí (CV)**

Po dosažení maximálního napětí baterie do ní přestane být vnucován nabíjecí proud a je na ní nabíjecím obvodem udržováno konstantní napětí, které odpovídá maximálnímu napětí baterie. V tomto průběhu začne nabíjecí proud klesat. Nabíjení je dokončeno při poklesu proudu na danou hodnotu výrobcem, nejčastěji se tato hodnota pohybuje kolem 10 % nabíjecího proudu. Tato část nabíjení lze přeskočit, nedošlo by však k plnému nabití baterie (stav nabití baterie by se pohyboval kolem hodnoty 80 %).



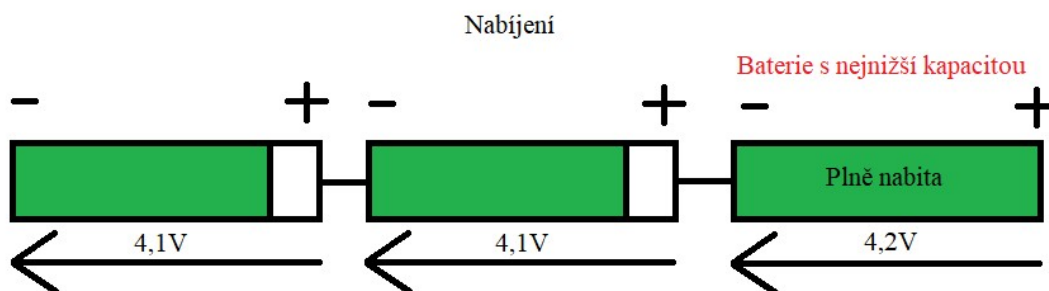
Obrázek 2 Graf průběhu nabíjení LI-ion baterie metodou CCCV [4]

2 OCHRANNÉ SYSTÉMY BATERIÍ (BMS)

Kvůli chemickému složení baterie nelze nikdy dosáhnout při výrobě úplné přesnosti parametrů baterie, a tak vznikají i při sériové výrobě odchylky kapacit, vnitřní impedance a hodnota samo vybíjejího proudu u jednotlivých baterií. Tyto odchylky mohou znamenat při zapojení více baterií fatální škody. Pro ochranu se proto využívají ochranné systémy, které slouží jako ochrana před: úplným vybitím baterie (over discharge), nabitím baterie nad její maximální úroveň (over charge), přesáhnutí maximální provozní teploty baterie, přesáhnutím maximálního proudu baterie. Tyto systémy jsou nezbytnou součástí pro tzv. battery packy tedy více baterií které jsou k sobě zapojeny sériovým, paralelním či kombinací sériově paralelního zapojení.

- **Nabití baterie nad maximální úroveň (OV)**

K nabití baterie na vyšší napětí než je dáno výrobcem může dojít při nabíjení více baterií v sérii. Kde se baterie s nejnižší kapacitou (weak cell) nabije jako první a ostatní baterie ještě nedosáhli plného nabití. Bez ochrany by se stále nabíjeli všechny baterie, přičemž by došlo k nabití nejslabší baterie nad povolenou úroveň a došlo by ke značnému zahřátí a následnému vznícení baterie. Tento jev je naznačen na obrázku č.3.

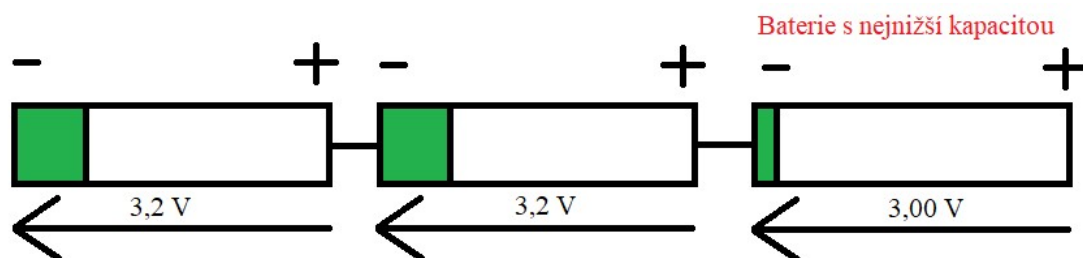


Obrázek 3 Nabíjení baterií v sérii- přebití baterie

- **Vybití baterie pod minimální úroveň (UV)**

Vybitím baterie pod její minimální stanovenou úroveň dochází při vybíjení, kdy se baterie s nejnižší kapacitou vybit jako první a ostatní jsou stále v povolených mezích. Bez ochrany by se vybíjely dále a došlo by k vybití pod dovolenou úroveň nejslabší baterie (viz obrázek č.4). Nastane-li tento stav většina ochranných systémů baterií zapne

tzv. deep sleep mode, kde jsou zajištěny pouze nejhlavnější funkce ochrany. Při tomto módu má ochranný obvod velmi malý proudový odběr (jednotky μA).



Obrázek 4 Vybíjení baterií v sérii- vybití baterie pod minimální úroveň

- **Proudová ochrana**

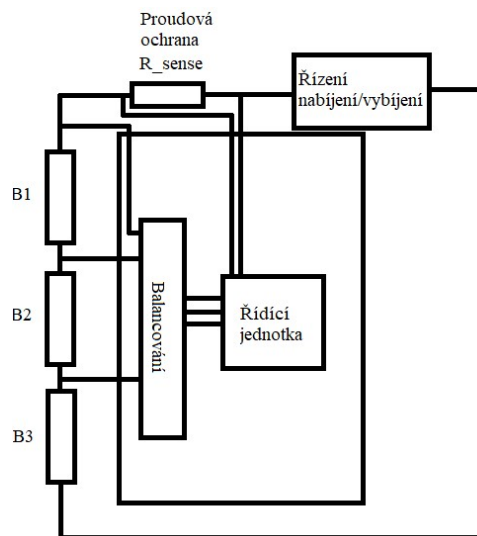
Chrání battery pack před zkratem nebo přetížením příliš velkým proudem. Každá baterie má totiž maximální vybíjecí proud, který nesmí přesáhnout. Jinak hrozí nadměrné oteplení baterie a její vznícení. Stejně je tomu při nabíjení, kdy každá baterie má stanoven svůj maximální nabíjecí proud. Tento proud nesmí být přesažen, jinak hrozí poškození baterie.

- **Teplotní ochrana**

Teplotní ochrana je zajištěna termistorem, díky jeho velmi dobré dostupnosti a širokému rozsahu měřené teploty. Následně je snímána teplota na bateriích. Při překročení maximální pracovní teploty stanovené výrobcem jsou odpojeny od zátěže. Je rozlišována teplota při nabíjení a teplota při vybíjení, které jsou stanoveny výrobcem. Tyto teploty se nejčastěji pohybují u LI-ion baterií pro nabíjení od 0°C do 40°C . Pro vybíjení odpovídají teploty od -20°C do 60°C .

2.1 Struktura BMS

Struktura BMS závisí na požadovaných funkcích a vlastnostech BMS. Hlavním stavebním prvkem je řídicí obvod, buď se jedná o mikrokontrolér nebo integrovaný obvod, který řídí všechny funkce BMS. Základní struktura BMS je znázorněna na obrázku č.5. Jednotlivé bloky budou popsány v následujících podkapitolách.



Obrázek 5 Struktura BMS

2.2 Balancování baterií

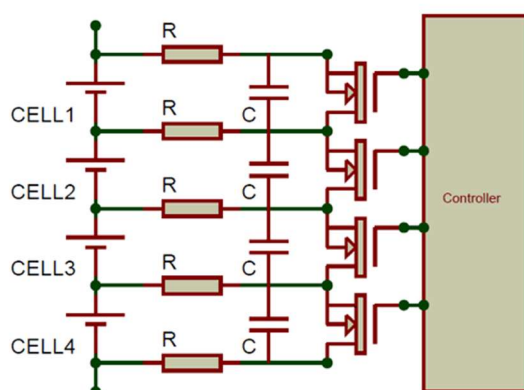
Tento blok BMS zajišťuje ochranu baterií před jejich nabitím nad maximální úroveň a vybitím pod minimální úroveň. Tato ochrana se dělí na 2 hlavní způsoby, a to pasivní a aktivní balancování, tyto způsoby budou popsány níže. Balancéry baterií se používají buď jako součást celého BMS, nebo se dají použít jako samostatný blok. U většiny integrovaných obvodů pro ochranu baterií se dá nastavit jakým způsobem bude balancování zapojeno (interně, externě).

2.2.1 Pasivní balancování (Bleeding resistor)

Tento způsob je založen na přeměně přebytečné kapacity u baterie, která dosáhla stavu plného nabití na tepelnou energii [5].

Baterie je připojena k tranzistoru, který je řízen mikrokontrolerem, nebo univerzálním integrovaným obvodem. Používají se MOSFET tranzistory v režimu spínače, kdy tranzistor spíná rezistor paralelně připojený k baterii. Zapojení balancéru je znázorněno na obrázku č.6. Pokud bude na některé z baterií větší napětí, než na ostatních mikrokontroler, sepne tranzistor [5].

Při sepnutím tranzistoru proud začne téct rezistorem a baterie se začne pomalu vybijet, přebytečná kapacita je tedy vyzařena ve formě tepelné energie [5].



Obrázek 6 Schéma zapojení pasivního balancéru baterií s externími MOS.fety [5]

Hlavní nevýhoda této metody je nízká efektivita, protože se přebytečná kapacita vyzáří v tepelnou energii, která je dále nevyužitelná. Další nevýhodou je, že celkový vybíjecí proud protéká tranzistorem, který je často zabudován přímo v integrovaném obvodu a dochází tedy k jeho zahřívání. Tato nevýhoda lze vyřešit přidáním dalšího externího tranzistoru, kterým bude protékat vybíjecí proud [5]. Některé integrované obvody pro ochranu baterií mají totiž možnost nastavení externího balancování pro větší vybíjecí proudy, aby nedocházelo k nadměrnému zahřívání obvodu.

Výhodou této metody je, že se všechny baterie nabíjí zároveň a nenastane tak situace, kdy by nejslabší baterie ovlivnila celkovou kapacitu packu. Mezi další výhody se řadí malá hmotnost a malé rozměry balancéru.

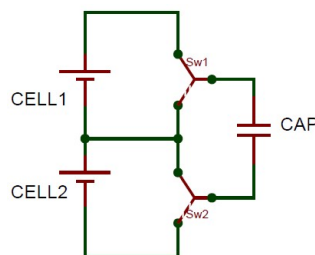
2.2.2 Pasivní balancování pomocí omezení nabíjení (Charging limit)

Napětí na jednotlivých bateriích je monitorováno a při plném nabití jedné baterie dojde k odpojení všech baterií od nabíjecího zdroje. To znamená, že celková kapacita packu je omezena na kapacitu nejslabší baterie. Díky tomu je tato metoda nejméně výhodná a je nejméně využívána [5].

2.2.3 Aktivní balancování pomocí kondenzátorů (Flying capacitors)

U aktivního balancování na rozdíl od pasivního balancování nedochází k přeměně využitelné energie na teplo. U metod s aktivním balancováním dochází k uložení přebytečné energie do akumulárního prvku v obvodu, která se poté využívá k nabíjení baterií. U této metody se jako úložiště energie používají kondenzátory, kde se kondenzátor připojí na baterii s nejvyšším napětím. Po nabití kondenzátoru se připojí na

Tato metoda také není příliš efektivní, protože zde dochází ke ztrátám při nabíjení, vybíjení a při přepínání kondenzátoru. Nevýhodou je taky doba nabíjení a vybíjení kondenzátoru a možnost přepínání kondenzátorů pouze mezi dvěma bateriemi [5].



2.2.4 Aktivní balancování s DC-DC snižujícím měničem (Step down)

The diagram shows a buck converter circuit. On the left, there are two input sources: CELL1 and CELL2, each with a voltage V_{C1} and V_{C2} and a capacitor C . The positive terminals of both cells are connected to a common top rail. The negative terminals are connected to a common bottom rail. A blue arrow labeled "I-charge" indicates current flowing from the top rail through an inductor L and diode $D1$ to the positive output terminal. A red arrow labeled "I-discharge" indicates current flowing from the inductor L through diode $D2$ to the negative output terminal. The inductor L is connected between the top and bottom rails. The output voltage is V/L . On the right, a "Controller" block is connected to the output terminals. The controller has two inputs: one connected to the positive output terminal and another connected to the negative output terminal. The controller also has two outputs: one connected to the gate of MOSFET $Q1$ and another connected to the gate of MOSFET $Q2$. MOSFET $Q1$ is connected between the top rail and the positive output terminal, and MOSFET $Q2$ is connected between the bottom rail and the negative output terminal. The sources of both MOSFETs are connected to the common bottom rail.

Zapojení tohoto typu balancování je znázorněno na obrázku č.8. Je realizováno dvěma MOSFET tranzistory, které slouží k přepínání nabíjení baterií. Pokud je tranzistor Q1 otevřený začne jím protékat proud I-charge z baterie č.1 do cívky. Po době nabití cívky, která je dána jako:

$$dt = L * \frac{dI_{charge}}{dU} \quad (2.1)$$

Dojde k rozeptnutí tranzistoru Q_1 a napětí na cívce změní polaritu, takže na baterii bude kladné napětí cívky a začne ji nabíjet přes otevřený tranzistor Q_2 [5].

Nevýhodami této metody jsou ztráty vzniklé přepínáním tranzistorů, napěťový pokles vzniklý kvůli diodě, možnost přenášet energii pouze z jedné baterie na druhou a nadměrná velikost balancéru. Výhodou jsou rychlé přepínací časy [5].

2.3 Ovládání výstupu battery packu

Ovládání výstupu slouží k připojení a odpojení zátěže nebo nabíjecího zdroje. Tato funkce je realizována pomocí MOSFET tranzistorů. Výhodou jejich použití je jejich malý vnitřní odpor, díky kterému budou na tranzistorech malé výkonové ztráty. Další výhodou jsou dobré výkonové vlastnosti. Pro velké výkony, kde je potřeba dodávat velké proudy do zátěže, se využívá paralelního zapojení tranzistorů. Tranzistory jsou ovládány pomocí řídicího obvodu, který rozhoduje o jejich sepnutí či rozeptnutí podle velikosti vybíjecího proudu, nabíjecího proudu, napětí battery packu, připojeného napětí a teploty baterií. Využívá se také lineárního režimu MOSFET tranzistoru, a to při připojení baterií, které jsou ve stavu velmi nízkého nabití (např. pro LI-ion baterie od 2,8V do 3V), při tomto stavu se tranzistor přes který protéká nabíjecí proud nastaví do lineárního režimu a to tak, aby bateriemi procházel proud o velikosti 10% rychlého nabíjení. Toto zabraňuje extrémnímu přehřívání baterií [6]

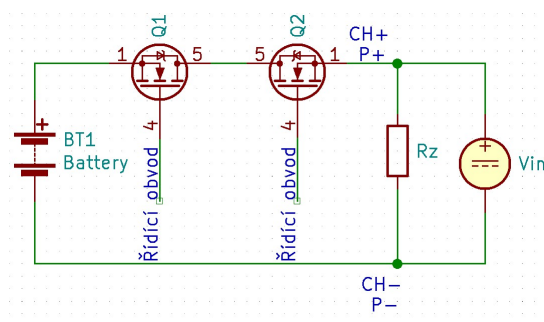
Zapojení ovládacích tranzistorů se dělí na dva hlavní způsoby. První je zapojení na spodní straně (low-side), kde jsou tranzistory zapojeny v sérii za zátěž tedy dochází ke spínání záporného pólu baterií se zátěží nebo nabíjecím obvodem. Dále je to zapojení na horní straně (high-side), kde jsou tranzistory zapojeny v sérii před zátěží, spínají kladný pól baterií se zátěží nebo nabíjecím obvodem. High-side zapojení vyžaduje buzení NMOS tranzistoru pomocí nábojové pumpy a nezanáší rušení na zem. Low-side zapojení nepotřebuje buzení tranzistorů, jedná se o ekonomicky výhodné zapojení. Nevýhodou je zanášení rušení na zem, což může ovlivňovat funkci některých integrovaných obvodů [7].

Pro řízení tranzistorů se nejčastěji využívá integrovaný obvod, který zajišťuje samotnou ochranu baterií a sbírá údaje o jejich stavu napětí, teploty a procházejícího proudu. Tyto integrované obvody ve většině případů zajišťují ovládání low-side zapojení, protože není potřeba nábojové pumpy. Pro high-side zapojení se používají nejčastěji samostatné obvody, ty jsou vybaveny nábojovou pumpou a jsou ovládány buď

mikrokontrolérem připojeným k monitorovacímu systému nebo samostatným integrovaným obvodem pro monitorování.

2.3.1 Ovládání výstupu se společným portem

Toto zapojení má společný výstup pro nabíjení i vybíjení baterií. Schéma zapojení obvodu je znázorněno na obrázku č.9, jedná se o high-side ovládání pomocí NMOS tranzistorů, protože jsou tranzistory připojeny před zátěží u kladného pólu battery packu.



Obrázek 9 Schéma zapojení ovládání výstupu se společným portem s NMOS tranzistory (high-side)

Při stavu, kdy není zapojena zátěž ani nabíjecí zdroj jsou oba tranzistory rozepnuty. Řídicí obvod snímá napětí na výstupu. Pokud je připojen nabíjecí zdroj, řídicí obvod zaregistruje napětí na výstupu a sepne tranzistor Q₁, tranzistor Q₂ pracuje v diodovém režimu. Pokud je připojena zátěž řídicí obvod sepne tranzistor Q₂ a tranzistor Q₁ pracuje v diodovém režimu. Při detekci nízkého napětí pod dovolenou úroveň je tranzistor Q₁ rozepnut, tranzistor Q₂ je také rozepnut, po připojení napájení je znovu sepnut. Všechny stavy jsou znázorněny v tabulce č.1

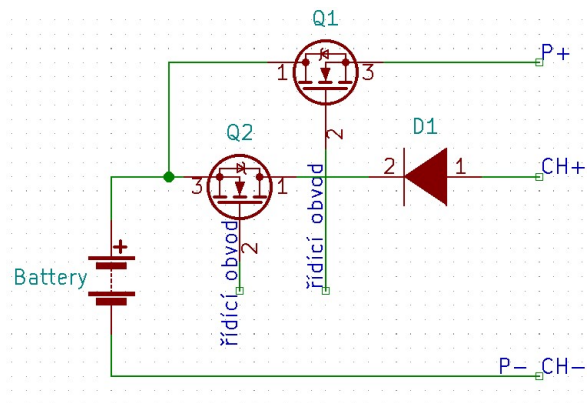
Tabulka 1 Tabulka stavů tranzistorů pro ovládání výstupu s jedním portem s NMOS tranzistory (high-side)

BSM režim	Stav Q1	Stav Q2
Připojená zátěž	Rozepnut	Sepnut
Připojené nabíjení	Sepnut	Rozepnut
Nízké napětí baterií	Při připojení nabíjení sepnut	rozeprnut
Vysoké napětí baterií	Rozepnut	Po připojení zátěže sepnut

Výhodou je jednoduché zapojení a nízká potřeba součástek. Nevýhodou je znemožnění odebrání proudu při nabíjení.

2.3.2 Ovládání výstupu s dvěma porty

Tento způsob zapojení má oddělený vstup pro nabíjení a vybíjení s jejich společnou zemí. Schéma zapojení je zobrazeno na obrázku č.10, jedná se o high-side zapojení s NMOS tranzistory.



Obrázek 10 Schéma zapojení ovládání výstupu s dvěma porty pomocí NMOS tranzistorů (high-side)

Obvod snímá napětí na portu CH+ a pokud je připojeno nabíjení sepne se tranzistor Q2, pokud je připojena zátěž sepne se tranzistor Q1. Toto zapojení umožňuje napájet zátěž při nabíjení.

2.4 Proudová ochrana baterií

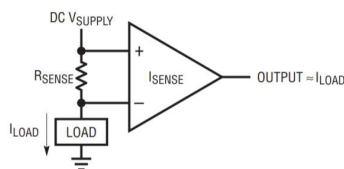
Pro uchránění baterií před zkratem a před proudy, které přesahují maximální doporučené proudy baterií se používá proudová ochrana. V dnešní době se tato metoda používá i pro battery packy s velkými výkony pro elektromobily a hybridní elektromobily. Díky dnešním technologiím lze vyrobit rezistory s velmi nízkou hodnotou odporu a využívají se i pro měření hodnoty proudu při nabíjení baterií. Ta musí být dodržena podle typu baterie, aby zůstali v tzv. bezpečné operační oblasti (SOA) [8].

Tato ochrana je realizována pomocí odporu s velmi malou hodnotou (jednotky $m\Omega$), aby na odporu vznikl co nejmenší úbytek napětí. Při velkých proudech by u odporů s vyššími hodnotami rostl úbytek napětí. Tím by rostl ztrátový výkon, který by byl nežádoucí. Úbytek napětí je měřen A/D převodníkem, kterým je vybaven integrovaný obvod nebo mikrokontrolér zajišťující ochranu. Vlastnosti A/D převodníku musí být voleny jako kompromis mezi rychlostí a rozsahem napětí převodníku. Při vysokém rozsahu napětí převodníku by nebylo možné dosahovat větších rychlostí, proto se často

využívají rychlé A/D převodníky a snímané napětí na rezistoru je pomocí zesilovače zesíleno. Po zpracování dat z A/D převodníku se v procesoru vypočte protékající proud rezistorem. Pokud je proud v mezích nic se neděje a dále je opakovaně měřen úbytek napětí na rezistoru. Pokud je proud mimo dané meze, je rozepnut tranzistor, který zajišťuje připojení baterií k zátěži.

2.4.1 Měření proudu na horní straně (High-side sensing)

Měření proudu na horní straně je založeno na snímání napětí na snímacím rezistoru (R_{sense}) pomocí zapojení s diferenčním operačním zesilovačem. U zapojení s diferenčním operačním zesilovačem je možné snímat proudy do 100 A.

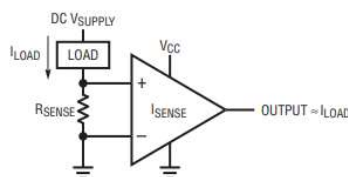


Obrázek 11 Schéma zapojení high site měření proudu [9]

V tomto zapojení je proud snímán na straně baterie (viz. obrázek č.11). Výhodou je možnost detekce při zkratování zátěže se zemí a monitorování proudu přímo ze zdroje. Nevýhodou je přiložené napětí zdroje na vstupy operačního zesilovače. Proto je potřeba volit zesilovače s hodnotou V_{CM} podle velikosti napětí zdroje.

2.4.2 Měření proudu na spodní straně (Low-side sensing)

V tomto zapojení je měřicí rezistor zapojen sériově za zátěží (viz. obrázek 12).



Obrázek 12 Schéma zapojení Low side měření proudu [9]

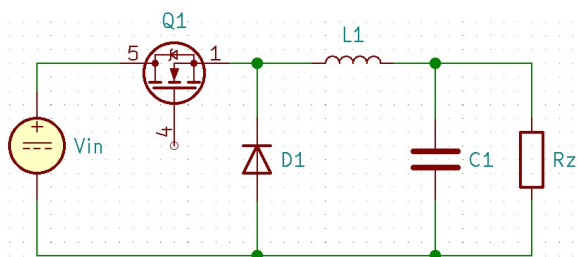
Výhodou zapojení Low-side je malé napětí V_{CM} , tudíž nejsou kladeny požadavky velkého V_{CM} na operační zesilovač. K dalším výhodám patří také jednoduchost zapojení a nízká cena. Na druhou stranu tímto způsobem lze měřit pouze proud jedním směrem a není možnost detekce zkratu zdroje se zemí.

3 SPÍNANÉ DC-DC MĚNIČE

Pro využití energie uložené v bateriích je nutno regulovat jejich napětí na stabilní napětí, které je poté využitelné pro potřebné zařízení. K tomuto se využívají nejčastěji DC-DC spínané měniče, které mají oproti lineárním měničům vyšší účinnost. Lineární regulátory mají kvůli většímu napěťovému úbytku větší výkonové ztráty a nejsou tak vhodné pro výkonové aplikace. Rozdílem u spínaných měničů je využití kondenzátorů a cívek jako úložiště energie, které jsou spínány tranzistorem. Nejčastěji se využívají MOSFET tranzistory, které mají malý vnitřní odpor $R_{DS(on)}$. Vzniká na nich malý napěťový úbytek a ztráty jsou tak minimální. Účinnost spínaných měničů dosahuje až 95 %. Další výhodou je malá velikost měničů. Díky možnostem spínání cívky s vysokou frekvencí není potřeba tak velké indukčnosti cívky, tudíž její rozměry a hmotnost budou malé. Nevýhodou je rušení, které je způsobeno frekvencí spínání. U zařízení citlivých na rušení se s tímto problémem musí počítat. Pulzní spínání vstupního napětí způsobuje přenesení těchto ostrých pulzů na výstup a vytváří malý šum.

3.1 Snižující měnič (Buck convertor)

Tento typ měničů snižuje jejich vstupní napětí na navržené výstupní napětí. Na obrázku č. 13 je znázorněno zjednodušené schéma, kde tranzistor je připojen k řídicí elektronice a pracuje v režimu spínače.



Obrázek 13 Schéma zapojení snižujícího měniče

Cívka spolu s kondenzátorem tvoří LC filtr. Při sepnutí tranzistoru se kondenzátor C_1 začne nabíjet přes cívku L_1 a na výstupu tak začne růst napětí. Při rozepnutí tranzistoru se polarita cívky převrátí a uložená energie v cívce se může vybit pouze přes kondenzátor C_1 do zátěže. Jelikož při tomto stavu je energie do zátěže dodávána kondenzátorem je nutné volit výstupní kondenzátory s co nejmenší hodnotou sériového odporu ESR. To platí pro všechny níže uvedené měniče. Kondenzátor také ovlivňuje velikost výstupního

zvlnění měniče. Hodnota kondenzátoru je volena jako:

$$C_{out} = \frac{\Delta I_L}{8 \cdot f \cdot \Delta U_{OUT}} \cdot U_{IN} \quad (3.1)$$

Kde ΔU_{OUT} je velikost zvlnění na výstupu měniče, ΔI_L zvlnění proudu na cívce a f je frekvence spínání tranzistoru.

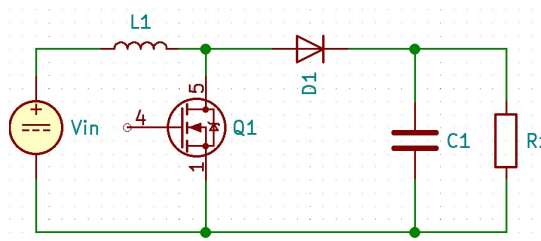
Výstupní napětí je rovno:

$$U_{out} = \frac{t_{ON}}{T} \cdot U_{IN} \quad (3.2)$$

Snižující měniče mají vysokou účinnost, která dosahuje až 97 %. Spínací kmitočty se u těchto měničů pohybují ve stovkách KHz. Další výhodou je schopnost pracovat s velkým rozdílem vstupního a výstupního napětí. Výhodou je také použití FET tranzistorů, které při odpojené zátěži nejsou spínány, díky čemuž měnič spotřebovává minimální výkon.

3.2 Zvyšující měnič (Boost convertor)

Zvyšující měnič zvyšuje malé vstupní napětí na větší stabilizované napětí. Na obrázku č.14 je znázorněno jeho schéma.



Obrázek 14 Schéma zapojení zvyšujícího měniče

Při sepnutí tranzistoru bude cívkou lineárně narůstat proud až na hodnotu U_L/L se strmostí $di_L(t)/(dt)$. Vychází se zde ze vztahu:

$$u_{L(t)} = L \cdot \frac{di_{L(t)}}{dt} \quad (3.3)$$

Potom můžeme psát:

$$\frac{di_{L(t)}}{dt} = \frac{u_{L(t)}}{L} \quad (3.4)$$

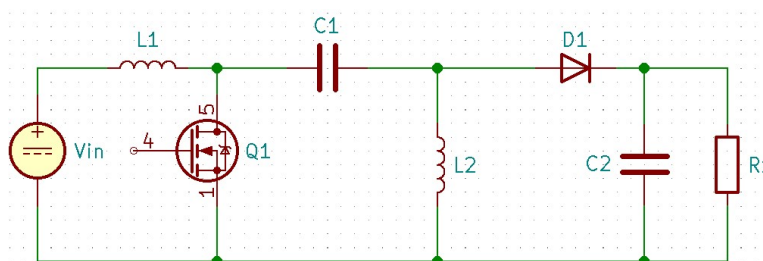
V této části periody do zátěže dodává proud kondenzátor C1. Při rozepnutí tranzistoru se změní polarita na cívce a začne dodávat přes diodu D1 proud do zátěže a zároveň nabíjí

kondenzátor C_1 . Proud cívkou tak lineárně klesá až k hodnotě $(U_{out}-U_{in})/L_1$.

Hlavní využití těchto měničů je u obvodů napájených bateriemi, kde je potřeba zvýšit jejich napětí. Nevýhodou toho zapojení je však nutnost přidání druhého spínače na vstup. Pomocí tranzistoru, který je umístěn za cívkou, nelze měnič úplně vypnout a při stavu kdy by bylo vstupní napětí větší, než výstupní by došlo k vypnutí spínání tranzistoru a začal by lineárně narůstat proud cívkou a zátěží. Takže by mohlo snadno dojít ke zničení měniče i zátěže.

3.3 Zvyšující/snižující měnič (SEPIC)

Tento typ měniče je kombinace snižujícího a zvyšujícího měniče. Podle střídání spínání vstupního signálu jde snížit nebo zvýšit výstupní napětí.



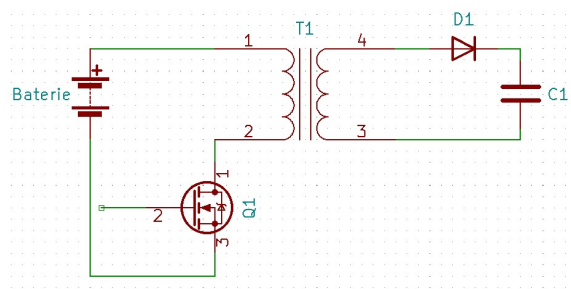
Obrázek 15 Schéma zapojení SEPIC měniče

Při sepnutém tranzistoru začne růst napětí na cívce L_1 , a do cívky L_2 je akumulována energie z kondenzátoru C_1 . Do zátěže je dodávána energie z C_2 . Při rozepnutém tranzistoru je energie do zátěže dodávána z cívek L_1 a L_2 . Z principu tedy plyne že čím delší jsou pulzy kdy je tranzistor otevřený roste výstupní napětí, tzn. čím větší střída tím větší výstupní napětí.

Výhodou SEPIC měniče je že zachovává kladnou polaritu na výstupu, je tedy často využíván pro obvody s bateriemi. Velké využití má také jako zdroj pro LED osvětlení a aplikace. Výhodou je že kondenzátor představuje odolnost proti zkratům.

3.4 Flyback měnič

Zajišťuje zmenšení nebo zvětšení vstupního napětí a to za pomoci spínání transformátorů se vzduchovou mezerou.



Obrázek 16 Schéma zapojení flyback měniče

Při sepnutí tranzistoru začne protékat proud primárním vnutím transformátoru proud se strmostí (U_{in}/L_{prim}). V tomto okamžiku neprotéká sekundárním vnutím transformátoru žádný proud, výkon do zátěže je přenášen pouze kondenzátorem C1. Při rozepnutí tranzistoru Q₁ se polarita napětí se na vnutích otočí a energie uložená v primárním vnutí je přenesena na sekundár, proud tak protéká kondenzátorem a zátěží [10].

Výstupní napětí je vyjádřeno jako:

$$U_{OUT} = U_{IN} \frac{1}{N} \cdot \frac{S}{1 - S} \quad (3.4)$$

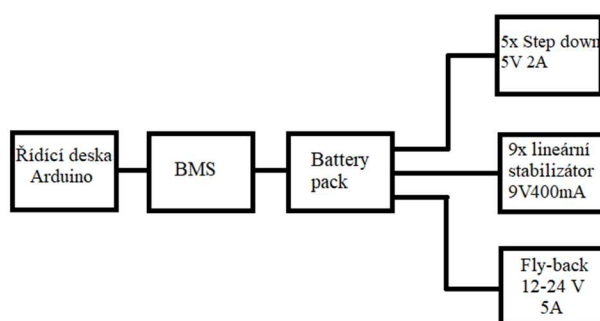
Kde N je poměr závitů transformátoru a S je střída. Pro konstrukci flyback měniče je důležité určení spínací frekvence, se kterou bude pracovat. Podle dané frekvence je následně zvolen vhodný transformátor.

4 PRAKTICKÁ ČÁST

Tato část práce se zabývá návržením a realizováním výstupních periférií, battery packu a BMS systému.

4.1 Struktura powerbanky

Jako první část praktického návrhu powerbanky je samostatný návrh struktury, jednotlivých bloků, ze kterých bude powerbanka sestavena.



Obrázek 17 Struktura powerbanky

Návrh struktury je zobrazen na obrázku č.17. Kde řídící deska realizuje propojení výstupních periférií a zajišťuje komunikaci s BMS obvodem. BMS obvod slouží k ochraně samotného battery packu. Výstupní periferie jsou rozděleny na 3 bloky, a to nabíjením telefonů, které bude realizováno pomocí step-down měniče dále napájením hudebních zařízení což je realizováno lineárními stabilizátory a nabíjením notebooků realizované fly-back měničem. Všechny bloky jsou přesněji popsány v podkapitolách níže.

4.2 Návrh battery packu

Jako první musí být určeny specifikace battery packu a následně výběr vhodných baterií a jejich zapojení. Ze zadání práce jsou stanovené tyto potřebné výstupy: 5 V pro nabíjení telefonů, 9 V pro hudební nástrojové efekty, 12 až 24 V pro nabíjení notebooků.

4.2.1 Výkonové dimenzování

- Nabíjení telefonů

Pro nabíjení telefonů bude možnost využití pěti USB portů s proudem do 2A. Celkový potřebný výkon pro USB je tedy $P=50\text{ W}$.

- **Napájení hudebních nástrojů a efektů**

Pro tyto potřeby bude celkem 9 výstupů, s výstupním proudem 400 mA. Celkový výkon tedy 3,6 W.

- **Nabíjení notebooků**

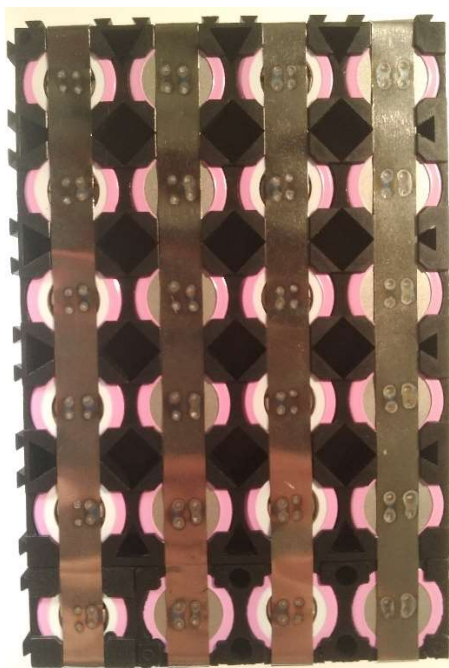
Pro nabíjení notebooků bude 1 regulovatelný výstup s napětím od 12 V do 24 V. Tento výstup bude mít maximální proudový odběr při 24 V 5 Ampér. Jeho výkon bude tedy 120W.

Celkový potřebný výkon battery packu bude minimálně 175 W. Díky ztrátám při převodu napětí jednotlivých periférií bude zvolen požadovaný výkon baterií 200 W. Pro zadané požadavky power banky bylo využito baterií LiCoO₂, které jsou výhodné díky jejich hustotě energie, velikosti a ceně. Pro sestavení battery packu byl vybrán model INR18650-35E od společnosti Samsung [11] s kapacitou 3400 mAh, maximálním vybíjecím proudem 8 A v kontinuálním režimu a hodnotou nabíjecího proudu 1,7 A. Zapojení baterií bylo zvoleno jako 4S6P, rozsah výstupního napětí tedy bude 10,8 až 16,8 V. Celková kapacita při 16,8 V činí 20,4 Ah čemuž odpovídá výkon 342,72 W/h. Maximální výkon, který jsou baterie schopny dodat na výstup je 806,4 W což s rezervou vyhovuje zadaným specifikacím. Pro lepší kompaktnost powerbanky by bylo možné snížit počet baterií, v tomto případě bude tento počet ponechán kvůli případné možnosti přidání dalších výstupních periférií.

4.2.2 Výroba battery packu

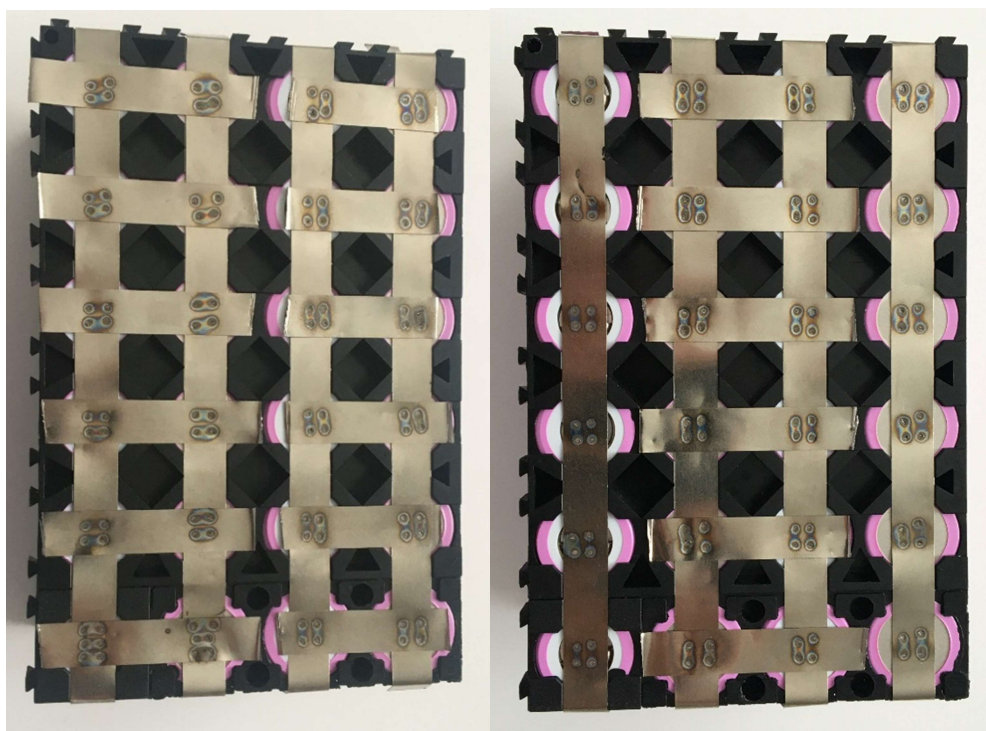
Pro spojení baterií bylo využito svaření baterií pomocí niklových pásků. Pro tuto aplikaci byla vyrobena svářečka na baterie (spot welder). Tato metoda je oproti klasickému pájení výhodnější, protože nedochází téměř k žádnému zahřívání baterií. Svářečka byla vyrobena převinutím transformátoru z mikrovlnné trouby, kde byl sekundár odstraněn. Vinutí sekundáru bylo nahrazeno vodičem s průřezem 9 mm². Počet závitů sekundáru bylo zvoleno na základě postupným testováním svařování niklových pásků. Nejlepší vlastnosti svářečky byly vyhodnoceny při třech závitech.

Baterie byly umístěny do plastových držáků, šířka niklového pásku činí 0,12mm. Svařování proběhlo ve dvou krocích. V prvním kroku bylo provedeno svaření paralelního zapojení baterií viz. obrázek č.18.



Obrázek 18 Svaření baterií v paralelním zapojení

V druhém kroku byly niklové pásky zkráceny, aby bylo možné svaření sériového zapojení. Pro co nejlepší rozložení proudu bylo provedeno sériové spojení pro každou baterii zvlášť viz. obrázek č.19.



Obrázek 19 Svaření sériového zapojení baterií spodní strany (nalevo) a horní strany (napravo) battery packu

Po každém dokončení sváru bylo otestováno, zda došlo k dobrému propojení a nelze snadno odpojit niklový pásek od baterie, všechny sváry proběhly v pořádku a nedošlo k žádnému odpojení pásku.

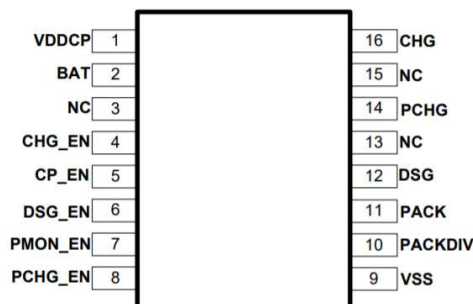
4.3 Návrh BMS

Požadavky pro BMS jsou realizace základních ochran OV, UV, OCD, SCD a doplnění obvodu externím pasivním balancérem. Dále zapojení výstupních tranzistorů na horní straně aby nedocházelo k zarušení země a byla zaručena možnost nepřetržité komunikace monitoru stavu s arduinem.

BMS bylo zajištěno pomocí integrovaného obvodu BQ76920[12] od společnosti Texas Instruments. Tento obvod zajišťuje ochranu proti předpětí (OV), podpětí (UV), zkratu na výstupu (SCD) a proudovému přetížení OCD. Což splňuje zadané požadavky. Obvod však neobsahuje nábojovou pumpu pro řízení tranzistorů, proto bude ještě doplněn o obvod BQ76200[13], který zajistí spínání tranzistorů na horní straně (high-side). Tyto obvody budou spojeny s arduinem, které bude pomocí I2C sběrnice komunikovat s BQ76920 a pomocí zpracovaných dat o stavu baterií bude ovládat řízení výstupu. Díky tomuto zapojení bude také možnost režimu pre-charge (viz kapitola 1.3).

4.3.1 BQ769200

Tento obvod zajišťuje high-side spínání tranzistorů, které můžou být v paralelní konfiguraci pro vyšší nabíjecí a vybíjecí proudy, což je pro tuto aplikaci žádoucí. Výhodami obvodu jsou velký napěťový rozsah, nízká spotřeba (40 μ A) a možnost využití pre-charge, obvod také zajišťuje měření napětí na výstupu což je vhodné pro rozeznání napětí při připojení nabíječky. IO bude v tomto případě přímo zapojen s obvodem BQ76920.

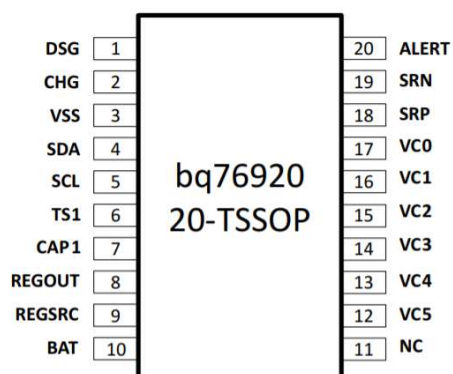


Obrázek 20 Konfigurace pinů BQ76200[13]

Řízení výstupních tranzistorů je prováděno pomocí pinů CHG_EN a DSG_EN, které byly připojeny k výstupním pinům CHG a DSG integrovaného obvodu BQ76920. Obvod také obsahuje integrovanou nábojovou pumpu, která je aktivována pomocí pinu CP_EN. Pomocí pinu PMON_EN je přivedeno napětí z pinu P+ na PACK_DIV, mezi tyto piny byl umístěn odporový dělič, jehož výstupní napětí je čteno pomocí arduina. Pin PMON_EN byl vyveden na přepínač s možností stálého zapnutí tj. přepnutím na 3,3 V referenci obvodu BQ76920 nebo řízením pomocí arduina.

4.3.2 BQ76920

Tento obvod funguje jako monitor napětí, proudu a teploty na bateriích s ochranou proti přepětí, podpětí, zkratu na výstupu a proudovému přetížení na výstupu. Výhodou obvodu je, že se jedná o čistě digitální zařízení, má také velmi nízkou spotřebu a možnost SHIP režimu pro velmi nízkou spotřebu. Dále obsahuje integrované ADC převodníky pro měření napětí a proudu na bateriích. Obvod také zajišťuje napěťovou referenci 3,3 V.



Obrázek 21 Konfigurace pinů BQ76200[12]

Na obrázku č.21 je zobrazena konfigurace pinů obvodu. Kde piny VC5 až VC0 slouží pro měření napětí na bateriích a k jejich balancování. Pro tuto aplikaci je na výstup

pinů připojen obvod externího balancéru. Baterie na tyto vstupy jsou připojeny podle tabulky na obrázku č.22. Vstupy VC3 a VC4 tedy byly zkratovány.

Cell Input	3 Cells	4 Cells	5 Cells
VC5–VC4	CELL 3	CELL 4	CELL 5
VC4–VC3	short	short	CELL 4
VC3–VC2	short	CELL 3	CELL 3
VC2–VC1	CELL 2	CELL 2	CELL 2
VC1–VC0	CELL 1	CELL 1	CELL 1

Obrázek 22 Konfigurace připojení baterií v zapojení 4S k BQ76920

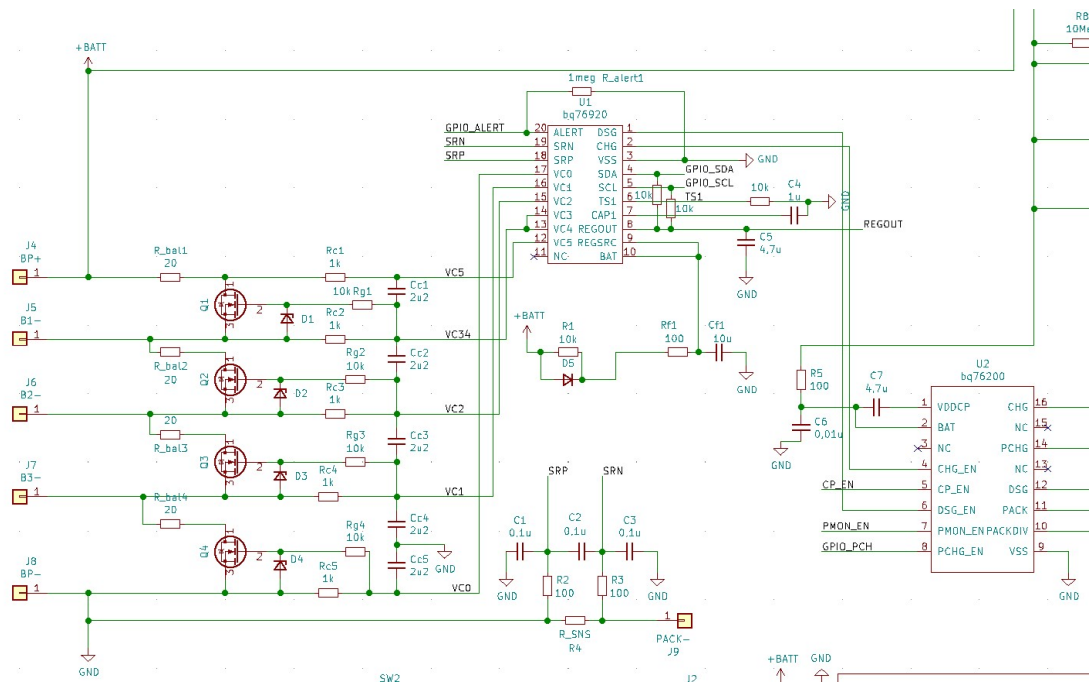
Následně pak SRN a SRP piny slouží k měření úbytku napětí na snímacím rezistoru. REGOUT slouží jako napěťová reference 3,3 V, napájení této reference je vyvedeno na REGSRC, který byl připojen k napájecímu pinu BAT. Pro komunikaci po I2C sběrnici slouží piny SDA a SCL. Teplota je snímána pomocí NTC termistoru, který je připojen k pinu TS1, obvod také obsahuje možnost čtení teploty z integrovaného teplotního senzoru na čipu. Řízení výstupních tranzistorů je realizováno pomocí pinů CHG a DSG, které jsou kvůli zapojení high-side připojeny k obvodu BQ76200.

4.3.3 Balancování

Pro balancování powerbanky bude využito vybíjení přes rezistor (rezistor bleeding). Tato metoda byla zvolena zejména kvůli jejím malým rozměrům, hmotnosti a také kvůli její ekonomické stránce. Bude využito externích MOSFET tranzistorů, aby nedocházelo k zahřívání integrovaného obvodu a také zejména kvůli větším vybíjecím proudům (více než 50 mA), které interní balancéry nejsou schopny dodat. Vybíjecí proud při balancování je zvolen o velikosti 0,2 A. Pro tuto aplikaci bylo navrženo zapojení zobrazené na obrázku č.23. Hodnota rezistorů R_{bal} , je rovna:

$$R_{bal} = \frac{U_{batmax}}{I_{balmax}} = \frac{4,2}{200 * 10^{-3}} = 21\Omega \quad (4.1)$$

Volíme rezistor o hodnotě $R=22\ \Omega$. Dále byly podle doporučených hodnot z datasheetu zvoleny hodnoty filtru, který tvoří rezistor $R_c=1\ k\Omega$ a kondenzátor $C_c=2,2\ \mu F$. Gate tranzistoru je také připojen k ochranné Zenerově diodě.



Obrázek 23 Schéma zapojení aktivního balancování

4.3.4 Ovládání výstupu

Bude provedeno v zapojení se společným portem na horní straně (high-side). Pro dobrou teplotní stabilitu bylo zvoleno paralelní zapojení mosfetů a to 6 tranzistorů pro vybíjení a 4 pro nabíjení. Při maximálním vybíjecím proudu se tedy proud rovnoměrně rozdělí mezi jednotlivé tranzistory a každým tranzistorem bude protékat proud o velikosti 5 A. Z toho můžeme vypočítat ztráty na jednotlivých tranzistorech:

$$P_{ztr(tran_vyb)} = R_{DS(on)} * I_{max}^2 = 0,009 * 5^2 = 225 \text{ mW} \quad (4.2)$$

Kde $R_{DS(on)}$ je hodnota vnitřního odporu při sepnutí tranzistoru vyčtena z katalogového listu tranzistoru IPD090N03L [14] Následně můžeme vypočítat celkový ztrátový výkon na všech tranzistorech:

$$P_{ztr(tran_vyb)} = 4 * 225 * 10^{-3} = 900 \text{ mW} \quad (4.3)$$

Pro nabíjení bude maximální proud 12 A, který bude rozložen mezi 4 tranzistory, výsledný ztrátový výkon na jednotlivých tranzistorech bude:

$$P_{ztr(tran_nab)} = R_{DS(on)} * I_{max}^2 = 0,009 * 3^2 = 81 \text{ mW} \quad (4.4)$$

Celkový ztrátový výkon na všech tranzistorech je potom:

$$P_{ztr(tran_nab)} = 4 * 81 * 10^{-3} = 324 \text{ mW} \quad (4.5)$$

Hlavním důvodem tohoto zapojení je snížení ztrátového výkonu na ovládacích tranzistorech, díky čemuž nebude docházet k jejich nadměrnému zahřívání.

Díky využití IO BQ76200 byla také implementována funkce precharge. Tuto funkci zajišťuje PMOS tranzistor. Nabíjecí proud je nastaven pomocí rezistoru R_{p1} na hodnotu:

$$I_{precharge} = \frac{U_{cut-off}}{R_p} = \frac{2,75}{25} = 0,11A \quad (4.6)$$

Protože bylo zvoleno paralelní zapojení tranzistorů je nutno přidat kondenzátor k napájecímu pinu VDDCP. Hodnota kondenzátoru byla určena pomocí tabulky z dokumentu pro testování paralelního zapojení tranzistorů [15]. $C_7=4,7\mu F$.

4.3.5 Snímání proudu

Zajišťuje jej rezistor R_{sense} jehož hodnota byla stanovena takto:

$$R_{sense} = \frac{U_{sense}}{I_{max}} = \frac{200 * 10^{-3}}{25} = 8 \text{ m}\Omega \quad (4.7)$$

Kde U_{sense} je maximální úbytek napětí dán ADC převodníkem, který podle doporučení pracuje v rozsahu $\pm 200 \text{ mV}$. Rezistor byl zvolen s hodnotou $R=8 \text{ m}\Omega$. Následně byl proveden výpočet ztrátového výkonu na rezistoru:

$$P_{ztr} = R_{sense} * I_{max}^2 = 0,008 * 25^2 = 5 \text{ W} \quad (4.8)$$

Rezistory R_{div1} a R_{div2} tvoří napěťový dělič připojený k pinu PACKDIV. K ovládání tohoto pinu je využito PMON vstupu, ten byl vyveden na přepínač s možností stálého zapnutí (PMON je připojeno k 3,3 V referenci obvodu BQ76920) nebo k ovládání pomocí mikrokontroléru. Pokud je na PMON přivedeno napětí dojde k internímu spojení výstupu packu a pinu PACKDIV. Pokud je PMON uzeměn tak dojde k rozpojení výstupu packu a PACKDIV pinu. Podle katalogu nesmí proud děličem přesáhnout proud $I=500 \mu\text{A}$ a zároveň musí dělič splňovat požadavky ADC převodníku arduina. Maximální hodnota napětí ADC převodníku arduina je rovna 3,3V.

$$I_{dělč} = \frac{U_{bat}}{R_{div1} + R_{div2}} = \frac{16,8}{40000} = 420 \mu\text{A} \quad (4.9)$$

$$\frac{R_{div2}}{R_{div1} + R_{div2}} < \frac{U_{ADC}}{U_{BAT}} \quad (4.10)$$

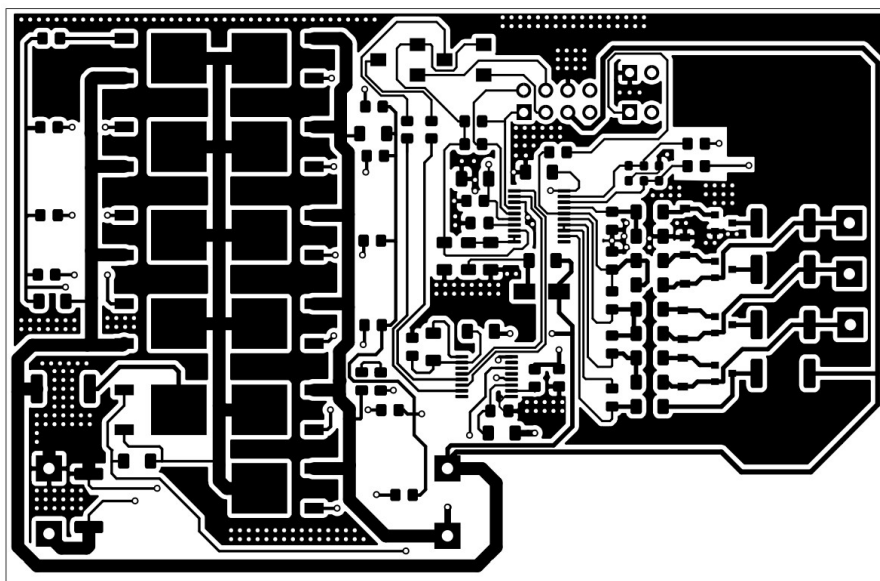
$$\frac{R_{div2}}{R_{div1} + R_{div2}} < \frac{3,3}{16,8} \quad (4.11)$$

Aby toto platilo jsou zvoleny hodnoty $R_{div1}=33 \text{ k}\Omega$ $R_{div2}=7 \text{ k}\Omega$.

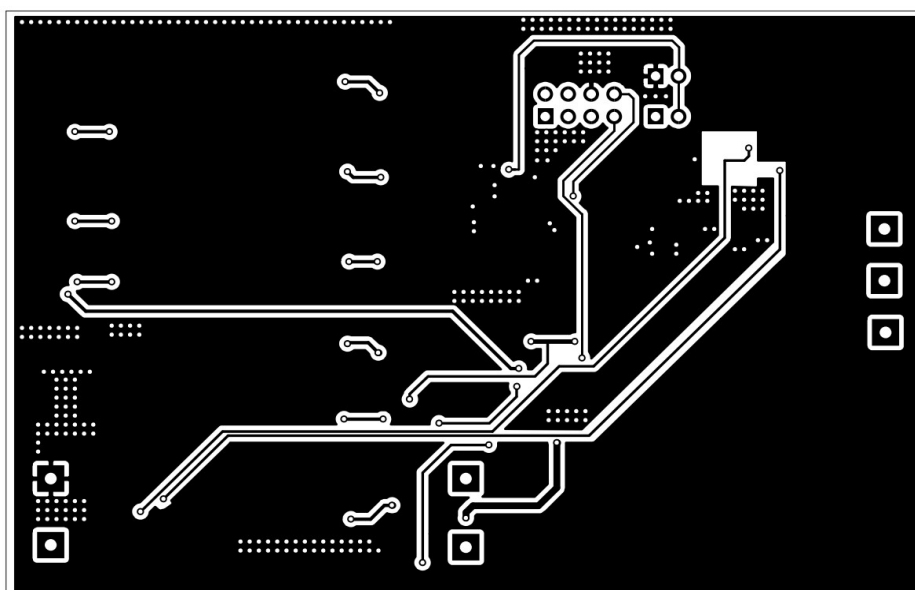
4.3.6 Návrh DPS obvodu pro BMS

Deska plošných spojů je rozdělena na 2 části. V jedné části byly umístěny řídicí tranzistory, které byly umístěny co nejbližší k sobě, aby nedocházelo k jejich rozcházení při spínání. Vstupní svorky BATT+ a BATT- pro baterie byly umístěny co nejbližší k řídicím tranzistorům. Svorky pro výstup byly následně umístěny také co nejbližší tranzistorům. Svorky P- a BATT- byly umístěny co nejbližší vedle sebe. A to z důvodu snímání proudu pomocí rezistoru umístěným mezi zápornými svorkami. Druhá část desky je tvořena integrovanými obvody BQ76920 a BQ76200. Filtrační kondenzátory a

napájecí kondenzátory byly umístěny co nejbližší k pinům integrovaných obvodů. Externí obvod balancéru byl umístěn co nejbližší k obvodu BQ76920. Výstup pro kontrolní desku byl také umístěn co nejbližší integrovanému obvodu. SCL a SDA výstupy byly opatřeny pull-up rezistory a byly vedeny co nejmenší cestou na svorkovnici. Pro termistor byla umístěna na kraj desky dvou pinová svorkovnice.



Obrázek 25 Pohled na vrchní stranu desky



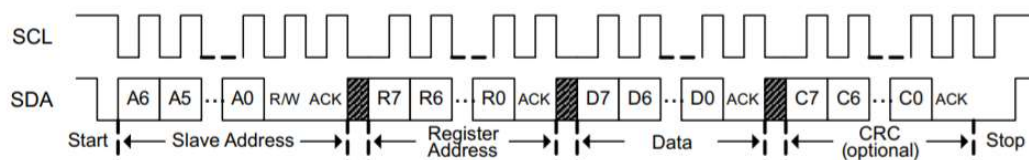
Obrázek 26 Pohled na spodní stranu desky

4.3.7 Knihovna pro obvod BQ76920

Obvod BQ76920 byl naprogramován pomocí I2C sběrnice. Programování obvodu spočívá zejména v zapisování a čtení jeho registrů, to je zajištěno pomocí arduina nano. I2C adresa zařízení byla pro zvolený obvod BQ7692006PW 0x18, pro tuto variantu obvodu se jedná o přenos dat bez CRC. Pro komunikaci a řízení obvodu byla vytvořena knihovna, která byla napsána v jazyce C a C++.

4.3.8 Zápis pomocí I2C

Zápis do registrů obvodu je proveden ve třech krocích, v prvním kroku je zaslána slave adresa, poté adresa registru, do kterého se bude zapisovat a jako poslední 8 bitová hodnota dat jež se budou zapisovat do registru. Průběh je znázorněn na obrázku č.27.



Obrázek 27 Zápis dat pomocí I2C[12]

Pro zápis do registru byla vytvořena funkce *BMS.writereg()*

```
int bq76920::writereg(int reg, int data)
{
    digitalWrite(SDA, 0);          //vypnutí interních pull-up rezistorů
    digitalWrite(SCL, 0);

    Wire.beginTransmission(0x18); //začátek přenosu, odeslání adresy
                                   BQ76920
    Wire.write(reg);                //odeslání adresy registru
    Wire.write(data);               //odeslání dat

    int error = Wire.endTransmission( false); //konec přenosu, testování
                                              úspěchu přenosu

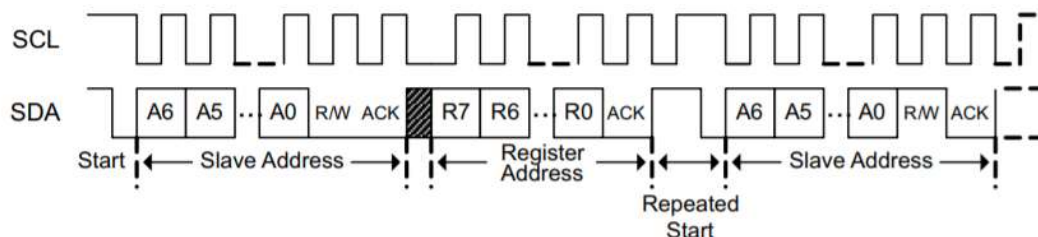
    if( error != 0)
    {
        Serial.println( "Error in communication");
        return 0;
    }
    else
        return 1;
}
```

Funkce má 2 vstupní parametry a to *reg* a *data*, kde *reg* reprezentuje adresu registru a *data* reprezentují zapisovanou hodnotu registru. Funkce také vrátí hodnotu, pro následný debugging, kde 1 znamená úspěšný zápis a 0 chybu v komunikaci. V první části funkce jsou vypnuty interní pull-up rezistory arduina, protože se bude využívat externích

pull-up rezistorů. Pro I2C komunikaci byla použita základní knihovna arduina Wire. Jako první byla zahájena komunikace s obvodem BQ76920, následně byly odeslány adresa registru a data. Následně dojde k otestování zda-li zápis proběhl úspěšně.

4.3.9 Čtení pomocí I2C

Čtení registru probíhá ve dvou krocích a to zasláním slave adresy a následně adresy čteného registru. Přenos je znázorněn na obrázku č.28.



Obrázek 28 Čtení registru pomocí I2C[12]

Pro čtení registru byla vytvořena funkce *BMS.readreg()*

```
int bq76920::readreg(int reg)
{
    myDataByte=0;
    digitalWrite(SDA,0);
    digitalWrite(SCL, 0);
    Wire.beginTransmission(0x18);           //Začátek přenosu, zápis adresy BQ76920
    Wire.write(reg);                        //poslání adresy čteného registru
    Wire.endTransmission();                 //konec komunikace
    Wire.requestFrom(0x18,1);               //požadavek pro čtení dat
    myDataByte = Wire.read();
    return myDataByte;
}
```

Funkce má vstupní parametr *reg*, který reprezentuje adresu čteného registru. Funkce vrací hodnotu čteného registru do proměnné *myDataByte*. V prvním kroku jsou vypnuty interní pull-up rezistory. Následně je zahájena komunikace s obvodem BQ76920 a proběhne odeslání adresy registru. Přenos je dále ukončen a dojde k požadavku ke čtení. Přčtená hodnota je následně uložena do proměnné *myDataByte*.

4.3.10 Čtení hodnot napětí jednotlivých baterií

Měření napětí na bateriích je zajištěno 14 bitovým ADC převodníkem s rozsahem 0 až 6.275 V a hodnotou nejméně významného bitu (LSB) 382 μ V. Pro zapnutí převodníku musí být nastaven bit *ADC_EN* v registru *SYS_CTRL1*. Toto je zajištěno při inicializaci která bude popsána níže. Čtení jedné baterie trvá po dobu 50 ms pokud neprobíhá jejich balancování. Pokud probíhá balancování je tento čas redukován na 12,5

ms. Pro získání napětí baterií je použita následující rovnice:

$$U(cell) = GAIN \cdot ADC(cell) + OFFSET \quad (4.12)$$

Kde GAIN a OFFSET jsou hodnoty uložené v registrech ADCGAIN <4:0> a OFFSET <7:0>. Hodnoty jednotlivých ADC hodnot jsou uloženy v následujících registrech:

VC1_HI	0x0C	RSVD	RSVD	<13:8>
VC1_LO	0x0D	<7:0>		
VC2_HI	0x0E	RSVD	RSVD	<13:8>
VC2_LO	0x0F	<7:0>		
VC3_HI	0x10	RSVD	RSVD	<13:8>
VC3_LO	0x11	<7:0>		
VC4_HI	0x12	RSVD	RSVD	<13:8>
VC4_LO	0x13	<7:0>		
VC5_HI	0x14	RSVD	RSVD	<13:8>
VC5_LO	0x15	<7:0>		

Obrázek 29 Registry pro ukládání ADC hodnot napětí na bateriích[12]

Jelikož EEPROM paměť do které jsou veškerá data ukládány je koncipována s 8 bitovou architekturou jsou ADC hodnoty rozděleny do dvou registrů a to vždy na HI(reprezentující horních 6 bitů) a LO(reprezentujících spodních 8 bitů). Pro čtení napětí na bateriích byla vytvořena funkce *BMS.getCellVoltage()*

```
int bq76920::getCellVoltage()
{
    int buf[8];
    int cellVoltage[4];
    long adc_val=0;
    long adc_val_pack=0;
    int bat_voltage=0;
    cell_min_voltage=0;
    cell_max_voltage=0;

    buf[0] = readreg(VC1_LO_BYTE);
    buf[1] = readreg(VC1_HI_BYTE);
    buf[2] = readreg(VC2_LO_BYTE);
    buf[3] = readreg(VC2_HI_BYTE);
    buf[4] = readreg(VC3_LO_BYTE);
    buf[5] = readreg(VC3_HI_BYTE);
    buf[6] = readreg(VC5_LO_BYTE);
    buf[7] = readreg(VC5_HI_BYTE);

    for(int i=0; i<4 ; i++)
    {
        adc_val=((buf[((i*2)+1)] & 0b00111111) << 8 ) | buf[(i*2)];
        cellVoltage[i] = adc_val * adcGain / 1000 + adcOffset;

        if(cellVoltage[i]<cellVoltage[cell_min_voltage])
        {
            cell_min_voltage=i;
        }
    }
}
```



```

        if(cellVoltage[i]>cellVoltage[cell_max_voltage])
        {
            cell_max_voltage=i;
        }
        Serial.print("NAPETI NA CLANKU č ");
        Serial.print(i+1);
        Serial.print(" ");
        Serial.println(cellVoltage[i]);
    }

    Serial.print("MIN NAPETI NA CLANKU č ");
    Serial.print(" ");
    Serial.println(cell_min_voltage+1);

    Serial.print("MAX NAPETI NA CLANKU č ");
    Serial.print(" ");
    Serial.println(cell_max_voltage+1);

    adc_val_pack = ((readreg(BAT_HI_BYTE) << 8) | readreg(BAT_LO_BYTE))
    & 0b1111111111111111;
    bat_voltage = 4 * adcGain * adc_val_pack / 1000 + (4 * adcOffset);
    return bat_voltage;
    Serial.println("NAPETI NA PACKU: ");
    Serial.print(bat_voltage);
    Serial.println();
}

```

Pro ukládání ADC hodnot slouží proměnná *buf*, do které se v prvním kroku uloží přečtené hodnoty. Následně je provedeno převedení dat do číselné podoby, to je provedeno ve třech krocích. První jsou odfiltrovány 2 horní bity a to pomocí logickým součinem s bitovou maskou 0b00111111. Díky pravidlu agresivity nuly dojde k odfiltrování dvou horních bitů. V druhém kroku je tato hodnota posunuta o 8 bitů doleva. V posledním kroku dojde k logickému součtu s přečtenou ADC hodnotou spodního bytu. Pro debugging je přidáno vytištění přečtených hodnot so sériového monitoru. Kód je také následně doplněn o rozpoznání nejmenšího a největšího napětí na bateriích.

4.3.11 Nastavení OV ochrany

Přepětěová ochrana je zajištěná digitálním porovnáváním přečtené hodnoty napětí na baterii s 14 bitovou hodnotou, je složena z prostředních 8 bitů uložených v registru *OV TRIP*. První 2 MSB bity jsou přednastaveny na hodnotu 0b10 a poslední 4 LSB jsou nastaveny na hodnotu 1000. Rozsah OV napětí se pohybuje kolem 3,15 V až 4,7 V.

BIT	7	6	5	4	3	2	1	0
NAME	OV_T7	OV_T6	OV_T5	OV_T4	OV_T3	OV_T2	OV_T1	OV_T0
RESET	1	0	1	0	1	1	0	0
ACCESS	RW	RW	RW	RW	RW	RW	RW	RW

Obrázek 30 *OV_TRIP* registr[12]

Výpočet hodnoty *OV_TRIP* je následující:

Zvolíme si hodnotu požadované hranice pro ochranu přepětím. Následně musí být hodnota přepočtena na 14bitovou ADC hodnotu, to je provedeno podle následující rovnice:

$$OV_TRIP_FULL = (OV - ADCOFFSET) + ADCGAIN \quad (4.13)$$

Kde *OV* je zvolená hodnota hranice přepětí a *ADCOFFSET* a *ADCGAIN* jsou hodnoty přečtené z registru. Následně musí být odstraněny 2 horní MSB bity a 4 spodní LSB bity. Následně je pak hodnota zapsána do registru *OV_TRIP*. Toto plní funkce *BMS.setCell_OV()*

```
int bq76920::setCell_OV(int OV_set_voltage_mV, int OV_delay_s)
{
    OV_delay=OV_delay_s;
    OV_min_voltage=OV_set_voltage_mV;
    OV_tresh=0;
    byte protect_3=0;

    OV_tresh=((((long)OV_min_voltage - adcOffset) * 1000 /adcGain)>>4)
              & 0x00FF;
    writereg(OV_TRIP,OV_tresh);

    if (OV_delay<17)
    {
        if(OV_delay==1){
            protect_3 = readreg(PROTECT3);
            writereg(PROTECT3, protect_3 | 0<<4);
        }
        else if(OV_delay==4){
            protect_3 = readreg(PROTECT3);
            writereg(PROTECT3, protect_3 | 1<<4);
        }
        else if(OV_delay==8){
            protect_3 = readreg(PROTECT3);
            writereg(PROTECT3, protect_3 | 2<<4);
        }
    }
    else
        Serial.println("Spatna UV hodnota");
}
```

Funkce má 2 vstupní parametry a to *OV_set_voltage_mV*, který udává hranici hodnoty přepětí a *OV_delay_s* ten je zadán jako čas v sekundách v rozmezí 1 až 8 s, tento parametr se musí zadávat pouze jako hodnoty 1, 2, 4, 8 s. Jiné hodnoty nelze zapsat do

registru. Zadaný čas udává frekvenci s kterou je provedena OV ochrana.

V první části programu je převedena zadaná hodnota OV na 14bitovou ADC hodnotu, což je zajištěno bitovým posuvem o 4 bity doprava a odfiltrováním horních 8 bitů pomocí bitové masky 0x00FF. Výsledná hodnota je zapsána do registru *OV_TRIP*. Následně je proveden zápis *OV_delay_s*, pomocí funkce *if* jsou postupně testovány všechny možnosti hodnot zpoždění, pokud hodnota odpovídá požadavku v příkazu *if* je zapsána do registru *PROTECT_3* podle následující tabulky.

BIT	7	6	5	4	3	2	1	0
NAME	UV_D1	UV_D0	OV_D1	OV_D0	RSVD	RSVD	RSVD	RSVD
RESET	0	0	0	0	0	0	0	0
ACCESS	RW	RW	RW	RW	RW	RW	RW	RW

Obrázek 31 Registr *PROTECT_3*[12]

Code	(in s)
0x0	1
0x1	2
0x2	4
0x3	8

Obrázek 32 Bitové hodnoty *OV_D* pro zápis do registru *PROTECT_3*

Z obrázku 26 můžeme vidět že registr *PROTECT_3* je rozdělen na 2 části kde dva horní MSB jsou rezervovány pro UV delay a bit č. 5 a č.4 jsou rezervovány pro OV delay. Zápis tedy probíhá ve dvou krocích. První je přečtena hodnota registru *PROTECT_3* a následně je k přečtené hodnotě přičtena příslušná hodnota *OV_D*, která je posunuta o 4 bity doleva.

4.3.12 Nastavení UV ochrany

BIT	7	6	5	4	3	2	1	0
NAME	UV_T7	UV_T6	UV_T5	UV_T4	UV_T3	UV_T2	UV_T1	UV_T0
RESET	1	0	0	1	0	1	1	1
ACCESS	RW	RW	RW	RW	RW	RW	RW	RW

Obrázek 33 *UV_TRIP* registr[12]

Způsob výpočtu je obdobný jako pro výpočet hodnoty *OV_TRIP*, který je popsán v předchozí kapitole. Rozdílem je možnost zápisu vyšší hodnoty UV delay. Tato hodnota může být v rozmezí od 1 do 16 sekund. Toto plní funkce *BMS.setCell_UV()*

```

int bq76920::setCell_UV(int UV_set_voltage_mV, int UV_delay_s)
{
    UV_delay=UV_delay_s;
    UV_min_voltage=UV_set_voltage_mV;
    UV_tresh=0;
    byte protect_3=0;

    UV_tresh=((((long)UV_min_voltage - adcOffset) * 1000 /adcGain)>>4)
        & 0x00FF;
    UV_tresh+=1;
    writereg(UV_TRIP,UV_tresh);

    if (UV_delay<17)
    {
        if (UV_delay==1){
        protect_3 = readreg(PROTECT3);
        writereg(PROTECT3, protect_3 | 0<<6);
        }

        else if (UV_delay==4){
        protect_3 = readreg(PROTECT3);
        writereg(PROTECT3, protect_3 | 1<<6);
        }

        else if (UV_delay==8){
        protect_3 = readreg(PROTECT3);
        writereg(PROTECT3, protect_3 | 2<<6);
        }

        else if (UV_delay==16){
        protect_3 = readreg(PROTECT3);
        writereg(PROTECT3, protect_3 | 3<<6);
        }
        else
        Serial.println("Spatna UV hodnota");
    }
    else
    Serial.println("Spatna UV hodnota");
}

```

Funkce pracuje na stejném principu jako funkce *BMS.setCell_OV()*, která byla popsána v předešlé podkapitole. Zapisovaná hodnota do registru *PROTECT_3* je posunuta o 6 bitů doleva.

4.3.13 Čtení hodnoty proudu

Pro měření proudu je využito integrovaného 16-bitového převodníku, který měří úbytek napětí na snímacím rezistoru. Čtení hodnoty proudu může být použito ve dvou režimech

- **Stálé čtení (Always on) režim**

V tomto režimu jsou čtení provedeny každých 250 ms. Po přečtení hodnoty je nastaven ALERT pin na vysokou hodnotu, čímž je informován mikrokontrolér. Pro aktivaci tohoto režimu je nutné nastavit bit *CC_EN=1*

- **1-Shot režim**

V tomto režimu je provedeno měření pouze jedenkrát za 250 ms během kterých je možné měření provádět. Pro aktivaci tohoto režimu je nutné nastavit hodnotu bitu $CC_EN=0$ a $CC_ONESHOT=1$.

Maximální napěťový rozsah je 270 mV. Pro výpočet hodnoty napětí v μV platí následující rovnice:

$$ADC_{current} = (16bitCC) * LSB \quad (4.14)$$

Kde hodnota 16bitCC je přečtena z registrů CC_HI a CC_LO . LSB se rovná hodnotě 8,44 μV . Výsledný proud je poté dán podílem vypočteného napětí a hodnoty odporu snímacího rezistoru. Pro čtení proudu byla vytvořena funkce *BMS.get_current_val()*.

```
int bq76920::getCurrent()
{
    int16_t adc_current_Val = 0;
    sys_stat_val=0;
    sys_stat_val=(readreg(SYS_STAT) & B10000000)>>7;
    if(sys_stat_val==1)
    {
        adc_current_Val =(readreg(CC_HI_BYTE)<<8) | readreg(CC_LO_BYTE);
        bat_current=(adc_current_Val * 8.44 / 0.002);
    }
    writereg(SYS_STAT,B10000000);
    Serial.println("PROUD DO ZATEZE: ");
    Serial.print(bat_current);
    return bat_current;
}
```

Funkce vrací parametr bat_current, což je vypočtená hodnota proudu. V první části je přečtena hodnota bitu CC_READY , který je nastaven na $CC_READY=1$ pokud je připravena nová hodnota čtení. Pokud je toto splněno proběhne čtení hodnoty ADC převodníku, která je rozdělena do dvou registrů CC_HI a CC_LO .

Následně je pak vypočtena hodnota proudu a uložena do proměnné bat_current. Po dokončení operace je resetován bit CC_READY .

4.3.14 Ovládání výstupu

Pro ovládání výstupu slouží bity CHG_ON a DSG_ON , které se nachází v registru SYS_CTRL_2 . Pro nastavení nabíjení je $CHG_ON=1$ a pro vybíjení $DSG_ON=1$. Ovládání je zařízeno pomocí funkcí *BMS.CHG_ON()* a *BMS.DSG_ON()*.

```

void bq76920::CHG_ON()
{
    byte sys_ctrl2;
    sys_ctrl2 = readreg(SYS_CTRL2);
    writereg(SYS_CTRL2, sys_ctrl2 | B00000001);
}
void bq76920::DSG_ON()
{
    byte sys_ctrl2;
    sys_ctrl2 = readreg(SYS_CTRL2);
    writereg(SYS_CTRL2, sys_ctrl2 | B00000010);
}

```

4.3.15 Inicializace

Tato funkce slouží k nastavení adresy pro I2C komunikaci, výpočet hodnot *ADC GAIN* a *ADC OFFSET*, které slouží pro přepočet hodnot napětí a proudu uložených v registrech. Dále k nastavení proudových ochran SCD a OCD

```

void bq76920::initbq76920(int bqI2Cadr)
{
    bqI2Cadr=BMS_I2C_ADDRESS;
    writereg(CC_CFG, 0x19);
    writereg(SYS_CTRL1, B00011000);
    writereg(SYS_CTRL2, B01000000);
    writereg(PROTECT1, B10000111);
    writereg(PROTECT2, B00101111);

    adcOffset = (signed int) readreg(ADCOFFSET); // convert from 2's
    complement
    adcGain = 365 + (((readreg(ADCGAIN1) & B00001100) << 1) | ((readreg(ADCGAIN2) & B11100000) >> 5)); // uV/LSB

    Serial.println(byte2char(readreg(adcOffset)));
    Serial.println(byte2char(readreg(adcGain)));
}

```

Funkce má jeden vstupní parametr *bqI2Cadr* pomocí kterého je nastavena I2C adresa pro komunikaci.

BIT	7	6	5	4	3	2	1	0
NAME	LOAD_PRESENT	—	—	ADC_EN	TEMP_SEL	RSVD	SHUT_A	SHUT_B
RESET	0	0	0	0	0	0	0	0

Obrázek 34 *SYS_CTRL1* registr[12]

Jako první je nastavena hodnota *SYS_CTRL* registru (viz obrázek č.34). Kde je nastaven bit *ADC_EN* na hodnotu 1, což zajišťuje aktivaci ADC převodníků pro čtení teploty napětí a proudů. Dále je nastaven bit *TEMP_SEL* na hodnotu 1, díky čemuž se ukládají do registrů *TSI_HI* a *TSI_LO* hodnoty čtení externího termistoru. Pro čtení teploty interního termistoru musí být tento bit nastaven na hodnotu 0.

BIT	7	6	5	4	3	2	1	0
NAME	DELAY_DIS	CC_EN	CC_ONESHOT	RSVD	RSVD	RSVD	DSG_ON	CHG_ON
RESET	0	0	0	0	0	0	0	0
ACCESS	RW	RW	RW	RW	RW	RW	RW	RW

Obrázek 35 *SYS_CTRL2* registr[12]

Následně je nastaven registr *SYS_CTRL2* (viz obrázek č.35), kde je nastaven bit *CC_EN* na hodnotu 1 díky čemuž se provádí kontinuální čtení všech vstupních hodnot.

BIT	7	6	5	4	3	2	1	0
NAME	RSNS	—	RSVD	SCD_D1	SCD_D0	SCD_T2	SCD_T1	SCD_T0
RESET	0	0	0	0	0	0	0	0
ACCESS	RW	R	RW	RW	RW	RW	RW	RW

Obrázek 36 *PROTECT1* registr[12]

Poté byl nastaven registr *PROTECT1*(viz obrázek č.36), kde je pomocí bitů *SCD_D1* a *SCD_D0* nastaveno zpoždění SCD ochrany tato hodnota je nastavena jako 0x1 což reprezentuje zpoždění 100 μ s. Pomocí bitů *SCD_DT* <2:0> a *RSNS* je nastavena hodnota maximálního úbytku napětí na snímacím rezistoru. Pro zvolení vyššího rozsahu napětí je nastaven bit *RSNS* na hodnotu 1 a bity *SCD_DT* <2:0> na hodnotu 0x7 což odpovídá úbytku napětí 200 mV.

BIT	7	6	5	4	3	2	1	0
NAME	—	OCD_D2	OCD_D1	OCD_D0	OCD_T3	OCD_T2	OCD_T1	OCD_T0
RESET	0	0	0	0	0	0	0	0
ACCESS	R	RW	RW	RW	RW	RW	RW	RW

Obrázek 37 *PROTECT2* registr[12]

Jako poslední je nastaven registr *PROTECT2*(viz obrázek č.37). Kde je pomocí bitů *OCD_D* <3:0> nastaveno zpoždění OCD ochrany, zapsaná hodnota je 0x2 což odpovídá zpoždění 20 ms. Bity *OCD_T*<2:0> nastavují maximální úbytek napětí na rezistoru, hodnota je nastavena jako 0xF což odpovídá maximálnímu úbytku napětí 200 mV.

4.3.16 Měření základních ochran

V této kapitole bude prověřena funkčnost obvodu a popsané knihovny. Kvůli prodloužené dodací lhůtě DPS navrhnuté řídicí desky bylo využito mikrokontroléru Arduino MEGA2560.

Jako první byla ověřena funkce OV, která byla nastavena na hodnotu 3,7 V. Dále

byly nastaveny řídicí tranzistory pro stav nabíjení pomocí funkce *BMS.CHG_ON()*. Na výstup BMS desky (P+ a P-) poté byl připojen CC CV zdroj s přednastaveným nabíjecím proudem 5 A. Pomocí sériového monitoru byly zobrazeny hodnoty zapsané v registrech a také zde byly zobrazeny jednotlivé hodnoty napětí na bateriích a výstupní proud.

```
#include <Arduino.h>
#include "bq79620.h"

#define BMS_ALERT_PIN 7
#define SDA_PIN 20
#define SCL_PIN 21
bq76920 BMS;

void setup() {
  byte cel_bal, sys_stat_v=0;
  pinMode(SDA, INPUT);
  pinMode(SCL, INPUT);

  Serial.begin(9600);           //inicializace sériového monitoru
  Wire.begin();

  BMS.initbq76920(0x18);        //inicializace BQ76920
  BMS.setCell_OV(3700,4);       //Nastavení OV ochrany
  BMS.setCell_UV(2800,1);       //Nastavení UV ochrany
  BMS.CHG_ON();                 //Nastavení řídicích tranzistorů
}

void loop() {
  int bat_voltage=0;

  BMS.getcellVoltage();         //Čtení napětí na bateriích
  Serial.println();
  BMS.printRegisters();         //Přečtení a zobrazení registrů

  bat_voltage=BMS.getcellVoltage();
  Serial.println(bat_voltage);
  BMS.getCurrent();             //Čtení výstupního proudu
  delay(30000);
}
```



```

0x00 SYS_STAT: 10000000
0x04 SYS_CTRL1: 00011000
0x05 SYS_CTRL2: 01000001
0x06 PROTECT1: 10011111
0x07 PROTECT2: 00101111
0x08 PROTECT3 00010000
0x51 ADCOFFSET: 00101110
NAPETI NA CLANKU č 1 3645
NAPETI NA CLANKU č 2 3632
NAPETI NA CLANKU č 3 3635
NAPETI NA CLANKU č 4 3644
MIN NAPETI NA CLANKU č 2
MAX NAPETI NA CLANKU č 1
14558
PROUD DO ZATEZE:
5003513

```

Obrázek 38 Výstup sériového monitoru při zkoušce OV ochrany při nabíjecím proudu 5A

Na obrázku č.38 je zobrazen výstup sériového monitoru. Můžeme vidět, že komunikace s IO probíhá bez problému, funkce pro zápis a čtení registrů tedy fungují správně. Napětí na člancích také odpovídá měřeným hodnotám. Uvedený proud je ukládán v μA , přičtená hodnota proudu je tedy 5,003 A což přesně odpovídá skutečné hodnotě.

```

0x00 SYS_STAT: 10000100
0x04 SYS_CTRL1: 00011000
0x05 SYS_CTRL2: 01000000
0x06 PROTECT1: 10011111
0x07 PROTECT2: 00101111
0x08 PROTECT3 00010000
0x51 ADCOFFSET: 00101110
NAPETI NA CLANKU č 1 3674
NAPETI NA CLANKU č 2 3673
NAPETI NA CLANKU č 3 3675
NAPETI NA CLANKU č 4 3673
MIN NAPETI NA CLANKU č 2
MAX NAPETI NA CLANKU č 3
14695
PROUD DO ZATEZE:
-4923

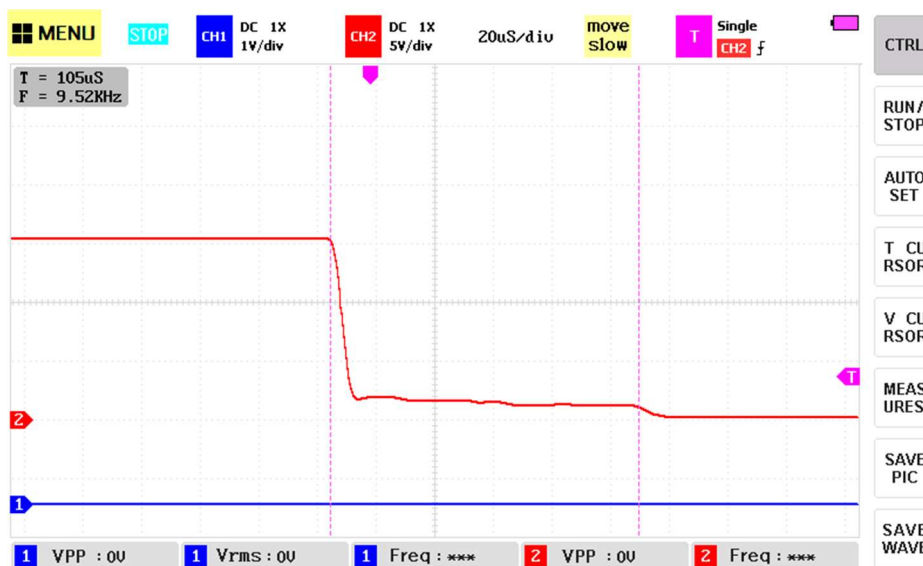
```

Obrázek 39 Výstup sériového monitoru při zkoušce OV ochrany při nabíjecím proudu 5 A po detekci

Na obrázku č.39 je zobrazen výstup sériového monitoru při detekci OV hodnoty. Po přesažení zvoleného napětí 3,7 V došlo k rozepnutí CHG tranzistorů. Můžeme vidět, že proud do zátěže klesl na nulu a hodnota třetího bitu v registru *SYS_STAT* je rovna 1.

Tento bit značí OV ochranu, pokud dojde k zapnutí ochrany je tento bit nastaven na hodnotu 1 dokud není přepsán mikrokontrolérem nelze znovu měnit stav ovládání výstupních tranzistorů. Ochrana tedy pracuje podle stanovených předpokladů

Následně byl proveden test SCD ochrany, zpoždění ochrany bylo nastaveno na 100 μ s a výstupní tranzistory v CHG režimu.



Obrázek 40 Snímek osciloskopu průběh výstupního napětí packu při zkratu

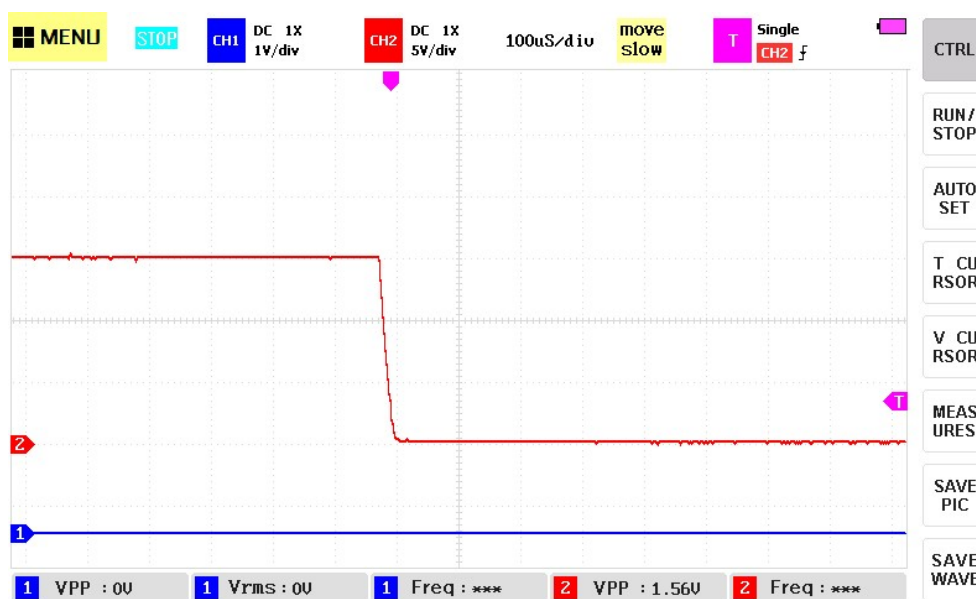
Měření proběhlo pomocí osciloskopu, který byl připojen na výstupní napětí packu (P+). Průběh měření byl zobrazen na obrázku č.40. Pomocí kurzoru byla změřena prodleva aktivace SCD ochrany, která činí $t=106 \mu$ s což odpovídá zadané hodnotě.

```
0x00 SYS_STAT: 10000010
0x04 SYS_CTRL1: 00011000
0x05 SYS_CTRL2: 01000000
0x06 PROTECT1: 10000111
0x07 PROTECT2: 00101111
0x08 PROTECT3 00010000
0x51 ADCOFFSET: 00101110
NAPETI NA CLANKU č 1 3663
NAPETI NA CLANKU č 2 3662
NAPETI NA CLANKU č 3 3664
NAPETI NA CLANKU č 4 3662
MIN NAPETI NA CLANKU č 2
MAX NAPETI NA CLANKU č 3
14651
PROUD DO ZATEZE:
-3516NAPETI NA CLANKU č 1 3663
```

Obrázek 41 Výstup sériového monitoru při zkoušce SCD ochrany

Z výstupu sériového monitoru na obrázku č.41 můžeme vidět, že po aktivaci ochrany došlo k rozepnutí DSG tranzistorů a druhý bit registru *SYS_STAT* byl nastaven na hodnotu 1. Toto nastane při aktivaci SCD, dokud tento bit není přepsán mikrokontrolérem nelze znovu měnit stav ovládání výstupních tranzistorů. Ochrana pracuje tedy podle stanovených předpokladů.

Test ochrany překročení maximálního proudu při vybíjení (OCD) byl proveden při konfiguraci *OCD_D* <3:0> rovno 0x1 odpovídajícímu zpoždění 20 ms a *OCD_T* <3:0> rovno 0x0 odpovídajícímu maximálnímu úbytku napětí na snímacím tranzistoru 22mV. Následně byla výstup připojena rezistorová zátěž 5 Ω simulující proudové přetížení 3 A. Tato hodnota byla nastavena pouze z důvodu zkoušky ochrany, aby při případné nefunkčnosti nedošlo k poškození obvodu. Po odzkoušení byla OCD ochrana zpět nastavena na maximální proudovou ochranu.



Obrázek 42 Snímek osciloskopu průběh výstupního napětí packu při proudovém přetížení

Na výstup packu byl připojen osciloskop, jehož průběh je zobrazen na obrázku č.42. Z průběhu je patrné že ochrana byla sepnuta a plní tedy svou funkci. Kvůli omezené časové základně osciloskopu není možno změřit celkové zpoždění ochrany

```

0x00 SYS_STAT: 10000001
0x04 SYS_CTRL1: 00011000
0x05 SYS_CTRL2: 01000000
0x06 PROTECT1: 10000111
0x07 PROTECT2: 00100001
0x08 PROTECT3 00010000
0x51 ADCOFFSET: 00101110
NAPETI NA CLANKU č 1 3660
NAPETI NA CLANKU č 2 3659
NAPETI NA CLANKU č 3 3661
NAPETI NA CLANKU č 4 3659
MIN NAPETI NA CLANKU č 2
MAX NAPETI NA CLANKU č 3
14641
PROUD DO ZATEZE:
-703NAPETI NA CLANKU č 1 3660

```

Obrázek 43 Výstup sériového monitoru při zkoušce OCD ochrany

Z výstupu sériového monitoru na obrázku č.43 můžeme vidět že OCD ochrana byla aktivována a bit OCD registru SYS_STAT byl nastaven na hodnotu 1. Dokud tento bit není přepsán mikrokontrolérem nelze znovu měnit stav ovládání výstupních tranzistorů. Ochrana tedy pracuje podle předpokladů.

Jako poslední proběhla zkouška balancování baterií. Tato zkouška byla neúspěšná, při aktivaci balancování docházelo ke špatnému čtení napětí na bateriích a tranzistory externího balancéru nebyly sepnuty, tuto funkci se tedy nepovedlo zprovoznit.

4.3.17 Zhodnocení BMS desky

Cílem desky bylo zajištění základních ochrany battery packu. Toto bylo splněno, deska BMS zajišťuje ochrany OV, UV, SCD, OCD. Dalším cílem bylo využití externího pasivního balancéru tato část úlohy nebyla úspěšná, při zapnutí balancování baterie nedošlo k sepnutí mosfet tranzistoru balancéru. Tato deska je ty schopná plnit pouze funkci základních ochrany. Z důvodů nefunkčnosti balancéru bude omezena ochrana OV na 4,100 V čímž dojde ke snížení celkové kapacity battery packu a jeho napětového rozsahu.

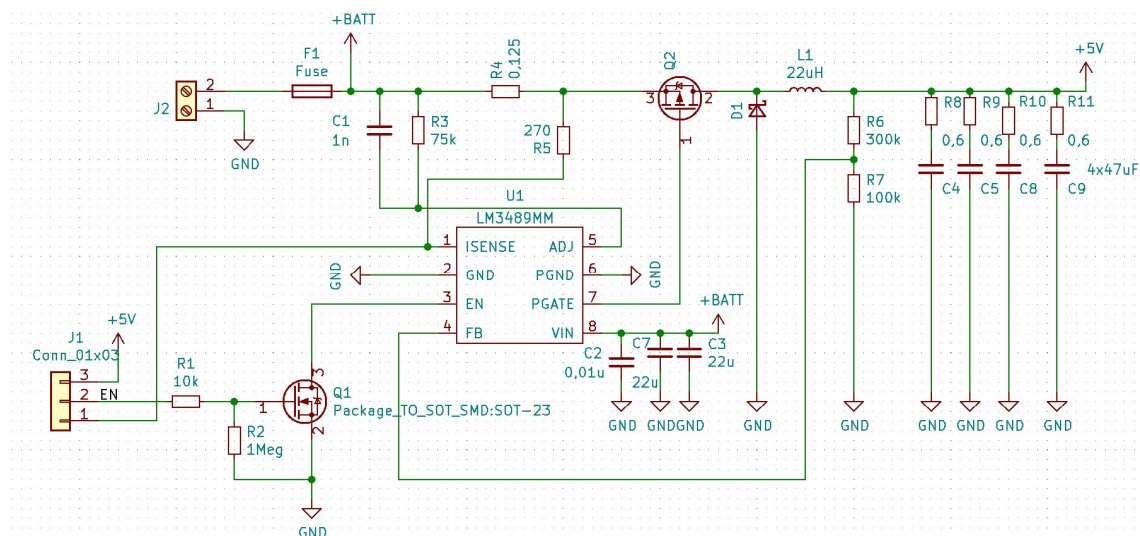
4.4 DC-DC měniče pro nabíjení mobilů

Tato větev bude schopna napájet 5 USB s proudem do 2 A. Celý obvod bude rozdělen na 5 DC-DC měničů, každý USB výstup bude mít tedy vlastní napájení. Dnešní chytré mobilní zařízení mají však integrovanou detekci nabíječek a při připojení takového zařízení k USB výstupu bez zapojených datových pinů by nedošlo k jeho nabíjení. Proto bude využit integrovaný obvod MAX14630EZK+T [16]. Tento obvod zajišťuje rozpoznání připojeného zařízení a poté konfiguraci datových pinů USB.

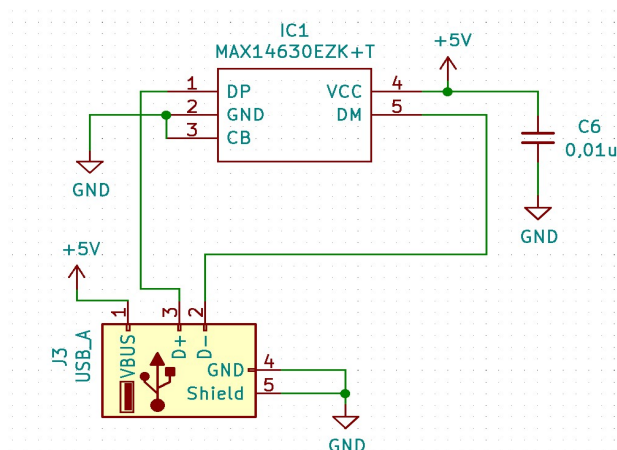
4.4.1 Návrh měniče

Pro návrh měniče byl zvolen integrovaný obvod LM3489 [17]. Tento obvod je založen na PFET architektuře. Zajišťuje široký vstupní napěťový rozsah 4,5 až 35 V. Spínací frekvence až do 1 Mhz a střidu v rozmezí 0 až 100 %. Výhodou měniče je také nízký odběr při shut-down režimu a to 7 μ A což je při použití napájení z baterií žádoucí. Proudová ochrana je pro větší přesnost zajištěna snímacím rezistorem.

Spínací frekvence měniče byla zvolena jako 500KHz. Obvod také zajišťuje shut-down mód, který je možno nastavit uzemněním pinu EN. V tomto režimu je spínání tranzistoru vypnuto, toto bude ovládáno pomocí mikrokontroléru.



Obrázek 44 Schéma zapojení obvodu pro nabíjení mobilů



Obrázek 45 Schéma zapojení výstupu obvodu pro nabíjení mobilů

Integrovaný obvod pracuje v kontinuálním režimu (CCM) při nízkých výstupních proudech a v diskontinuálním režimu (DCM) při vysokých výstupních proudech. Při DCM režimu se proud cívky zvyšuje od nuly po špičkovou hodnotu proudu a následně klesne zpět na nulu. Následující cyklus proběhne při dosažení referenčního napětí na feedback pinu. Mezi jednotlivými cykly je výstupní proud dodáván kondenzátory. Výhodou je snížení spínací frekvence a tím snížení ztrát spínacích ztát. Při CCM je proud cívky stálý a nikdy neklesne na nulu. Pomocí následující rovnice bude vypočtena hodnota rezistorů zajišťující feedback.

$$U_{out} = U_{ref} \cdot \left(\frac{R_1 + R_2}{R_2} \right) \quad (4.15)$$

$$\frac{U_{out}}{U_{ref}} = \left(\frac{R_1 + R_2}{R_2} \right) \quad (4.16)$$

$$\frac{5}{1,239} = \left(\frac{R_1 + R_2}{R_2} \right) \quad (4.17)$$

Kde U_{ref} je hodnota referenčního napětí $U=1,239V$. Výsledek poměru výstupního napětí a referenčního napětí je 4,03. Proto byly zvoleny rezistory s hodnotami $R_1=300k\Omega$ a $R_2=100k\Omega$.

Pro výpočet indukčnosti cívky je potřeba zvolit si zvlnění proudu cívkou, tato hodnota byla určena jako $\Delta I_L=0,2 \cdot I_{max}$, potom platí $\Delta I_L = 0,2 \cdot 2=0,4A$.

$$L = \frac{U_{in} - U_{DS} - U_{out}}{\Delta I_L} \cdot \frac{D}{f} \quad (4.18)$$

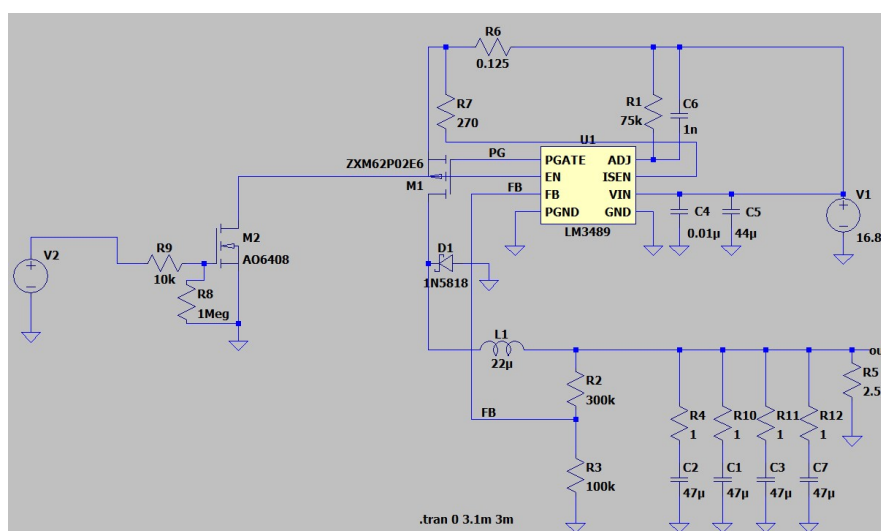
$$L = \frac{16,8 - (2 \cdot 0,125) - 5}{0,4} \cdot \frac{0,3}{500 \cdot 10^3} = 17,325 \mu H \quad (4.19)$$

Kde f je frekvence spínání $f=500\text{KHz}$, D je střída a U_{ds} je napětí na tranzistoru při sepnutém stavu $U_{DS}=I_{\max} \cdot R_{\text{dson}}$. Bude zvolena hodnota $L=22\mu\text{H}$.

$$I_{sp} = \left(I_{out} + \frac{\Delta I_L}{2} \right) \cdot 1,1 = \left(2 + \frac{0,4}{2} \right) \cdot 1,1 = 2,42\text{A} \quad (4.20)$$

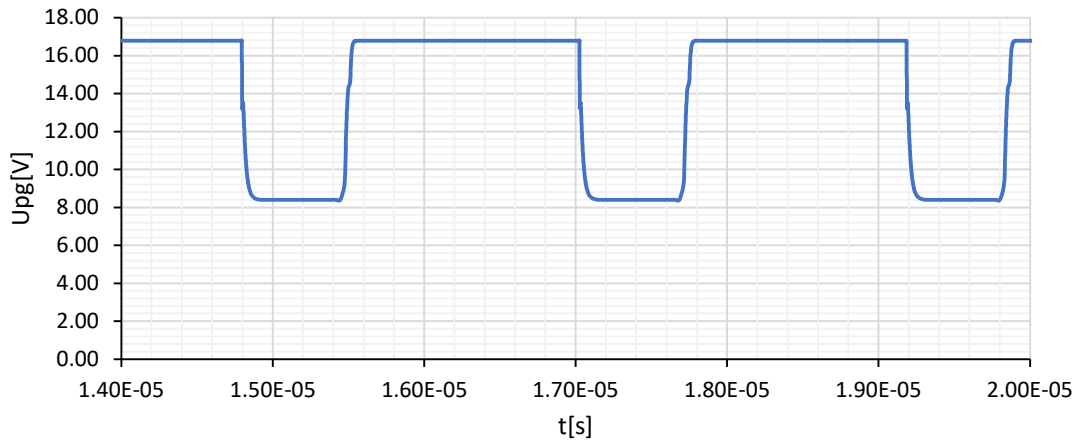
Byla zvolena cívka s indukčností $L=22 \mu\text{H}$ a maximálním proudem se střední hodnotou $I=3\text{A}$.

Kapacita výstupních kondenzátorů byla zvolena jako $4 \times 47\mu\text{F}$, k nimž jsou přiřazeny sériově odpory kvůli nastavení frekvence spínání. Hodnoty rezistorů byly zjištěny pomocí simulací v programu LTspice.



Obrázek 46 Schéma zapojení pro simulaci step-down měniče v programu LT-Spice

Pro zjištění frekvence spínání byla využita transientní analýza, ve které bylo po ustálení výstupního napětí vyobrazeno napětí na gate tranzistoru M1.



Obrázek 47 Výstup transientní analýzy programu LT-Spice pro napětí na gate tranzistoru

Výstup transientní analýzy byl vynesena do grafu na obrázku č.47. Pomocí kurzorů byla pak odečtena frekvence spínání, která je rovna $f=460$ kHz. Při simulaci nebyl brán ohled na hodnotu ESR kondenzátorů, pro návrh budou tedy rezistory voleny s hodnotou $1\ \Omega$.

Výstupní zvlnění bude následující:

$$\Delta U_{OUT} \leq \Delta I_L \left(0,02 + \frac{1}{8 \cdot f \cdot C_{OUT}} \right) \quad (4.21)$$

$$\Delta U_{OUT} \leq 0,4 \cdot \left(0,02 + \frac{1}{8 \cdot 500 \cdot 10^3 \cdot 188 \cdot 10^{-6}} \right) \quad (4.22)$$

$$\Delta V_{OUT} \leq 5,83\ mV \quad (4.23)$$

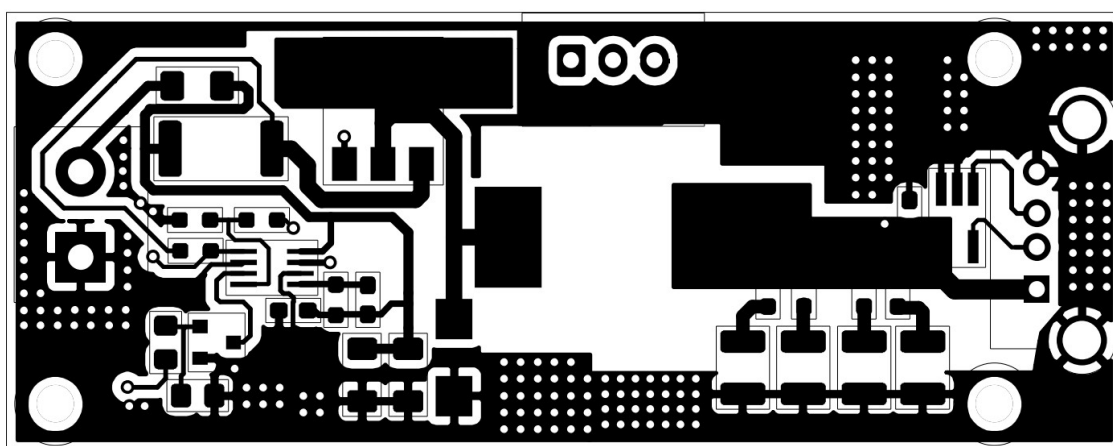
Obvod je také zajištěn proudovou ochranou a to díky snímání napětí na tranzistoru, jehož source je připojen na pin ISENSE. Toto napětí je porovnáváno s napětím na externím rezistoru R_{adj} , který je připojen na pin ADJ. Tento pin je vybaven $5,5\ \mu A$ referenčním zdrojem proudu jež vytvoří úbytek napětí na rezistoru R_{adj} . Pokud je napětí na pinu ADJ rovno nebo větší než na pinu ISENSE je vypnuto spínání tranzistoru po dobu $9\ \mu s$. Tento děj se poté opakuje. Hodnota rezistoru R_{adj} byla vypočtena jako:

$$R_{ADJ} = \frac{U_{in} - U_{adj}}{5\ \mu A} = \frac{U_{in} - (U_{in} - (R_{DS(on)} \cdot I_{max}))}{5\ \mu A} \quad (4.24)$$

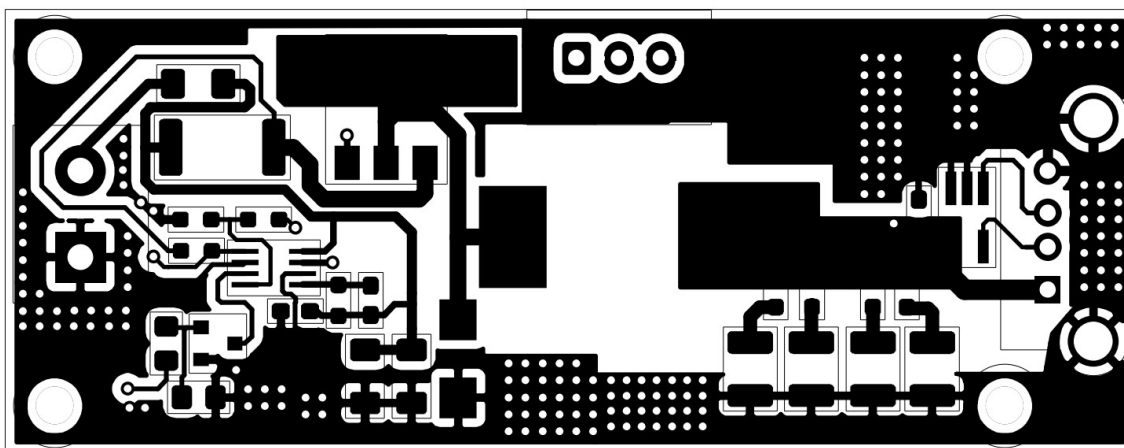
$$R_{ADJ} = \frac{16,8 - (16,8 - (0,125 \cdot 3))}{5\ \mu A} = 75\ k\Omega \quad (4.25)$$

4.4.2 Návrh DPS pro nabíjení telefonních zařízení

Při návrhu DPS byla cesta pro feedback vedena co nejdále od cívky, aby nedošlo k rušení. Vstupní kondenzátory byly umístěny spolu s diodou co nejbližší k cívce. Tranzistor byl umístěn co nejbližší k cívce a integrovanému obvodu, cesta pro spínání gatu byla vyvedena co nejkratší, aby nedocházelo ke zkreslení díky parazitní indukčnosti a kapacitě cesty. Pod ploškou tranzistoru, která je spojena s drainem byla vytvořena větší izolovaná pájecí ploška, která slouží pro odvod tepla. Výstupní kondenzátory byly umístěny co nejbližší k výstupu cívky. Na krajích desky byly umístěny díry pro distanční sloupky, čímž bude zajištěno smontování všech měničů do jednoho modulu.



Obrázek 48 Pohled horní strany desky



Obrázek 49 Pohled spodní strany desky

4.4.3 Měření účinnosti měniče

Měření bylo provedeno pomocí 2 Ampérmetrů a 2 Voltmetrů, kde bylo měřeno vstupní napětí a vstupní proud v závislosti na výstupním proudu a napětí. Použité voltmetry byly digitální multimetry Agilent 34410 s rozlišením $6\frac{1}{2}$. Dále byly použity digitální ampérmetry UNI-T UT71A. Jako napájecí zdroj byl použit spínaný zdroj minelef 30V 10A. Jako zátěž byly použity výkonové rezistory. Celkově byly naměřeny 3 charakteristiky, a to pro zátěž na výstupu $5\ \Omega$, $3,33\ \Omega$ a $2,5\ \Omega$. Odpovídajícím proudů 1 A, 1,5 A a 2 A.

Tabulka 2 Účinnost měniče pro nabíjení telefonů při zátěži $5\ \Omega$

U _{in}	U _{ot}	I _{in}	I _{out}	η	η
[V]	[V]	[A]	[A]	-	[%]
12.004	4.9304	0.42	0.96	0.938811	93.88
12.503	4.931	0.41	0.96	0.923439	92.34
13.002	4.931	0.4	0.96	0.910198	91.02
13.505	4.932	0.39	0.961	0.899886	89.99
14.011	4.933	0.37	0.961	0.914458	91.45
14.503	4.933	0.36	0.961	0.907976	90.80
15.004	4.934	0.35	0.961	0.902916	90.29
15.502	4.934	0.34	0.961	0.899613	89.96
16.005	4.935	0.33	0.961	0.897927	89.79
16.802	4.936	0.31	0.963	0.912596	91.26

Tabulka 3 Účinnost měniče pro nabíjení telefonů při zátěži $3.33\ \Omega$

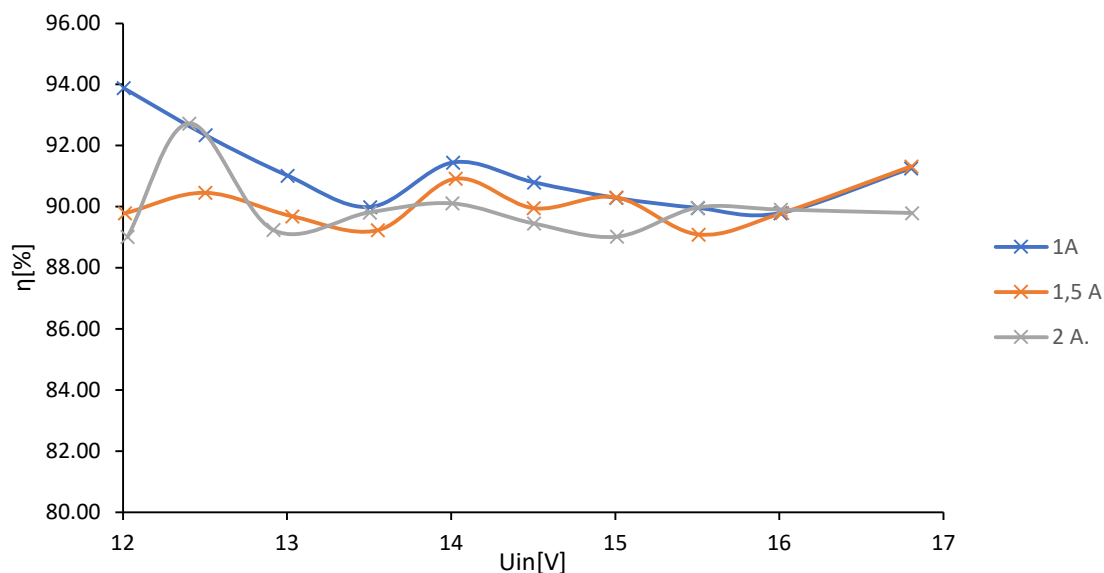
U _{in}	U _{ot}	I _{in}	I _{out}	η	η
[V]	[V]	[A]	[A]	-	[%]
12.01	4.929	0.65	1.422	0.897846	89.78
12.5	4.93	0.62	1.422	0.904575	90.46
13.03	4.931	0.6	1.422	0.896889	89.69
13.551	4.932	0.58	1.422	0.892326	89.23
14.025	4.932	0.55	1.422	0.909195	90.92
14.502	4.933	0.54	1.428	0.899534	89.95
15.004	4.934	0.52	1.428	0.903061	90.31
15.507	4.934	0.51	1.428	0.890901	89.09
16.016	4.935	0.49	1.428	0.897977	89.80
16.803	4.936	0.46	1.43	0.913201	91.32

Tabulka 4 Účinnost měniče pro nabíjení telefonů při zátěži 2.5 Ω

U _{in}	U _{ot}	I _{in}	I _{out}	η	η
[V]	[V]	[A]	[A]	-	%
12.027	4.928	0.87	1.89	0.890135	89.01
12.403	4.929	0.84	1.96	0.927276	92.73
12.915	4.929	0.81	1.894	0.8924	89.24
13.502	4.93	0.77	1.894	0.898128	89.81
14.006	4.931	0.74	1.894	0.901092	90.11
14.504	4.932	0.72	1.894	0.894505	89.45
15.009	4.933	0.7	1.896	0.890225	89.02
15.5	4.933	0.67	1.894	0.899673	89.97
16.008	4.934	0.65	1.896	0.899057	89.91
16.807	4.935	0.62	1.896	0.897932	89.79

Příklad účinnosti v prvním řádku tabulky č.2

$$\eta = \frac{U_{out} \cdot I_{out}}{U_{in} \cdot I_{in}} \cdot 100 = \frac{4,9304 \cdot 0,96}{12,004 \cdot 0,42} \cdot 100 = 93,88\% \quad (4.26)$$



Obrázek 50 Graf závislosti účinnosti na vstupním napětí měniče pro nabíjení telefonů

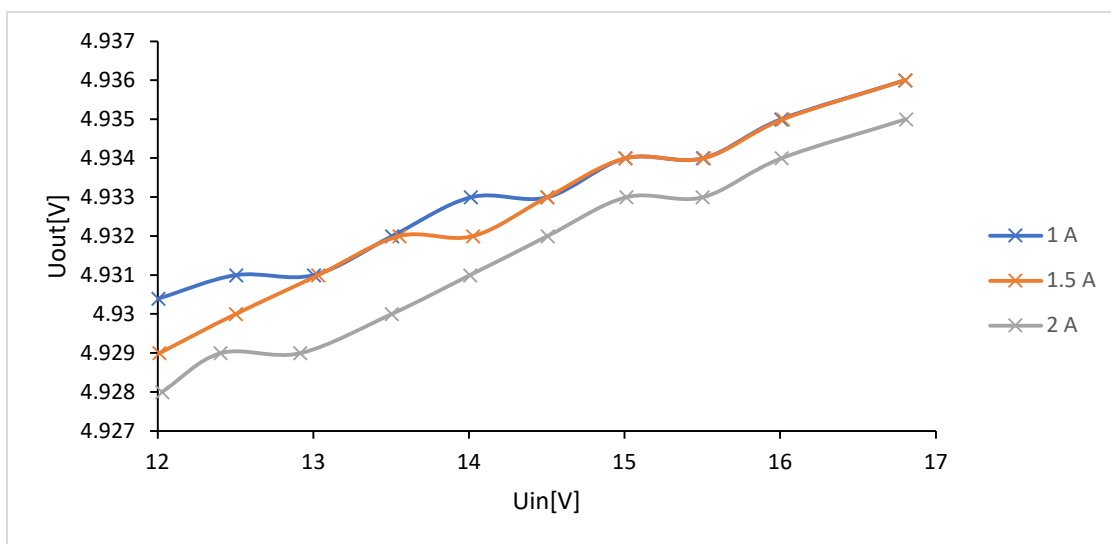
Naměřené hodnoty byly uvedeny do tabulek, do tabulky č.2 byly uvedeny naměřené hodnoty se zátěží na výstupu 5 Ω. Pro tuto zátěž odpovídá proud 1 A, díky toleranci hodnoty rezistorů a nepřesnému výstupnímu napětí je hodnota proudu nižší.

Z naměřených hodnot byly následně vypočteny účinnosti pro všechny napětí. Maximální účinnost byla naměřena při vstupním napětí 12,004 V a to 93,88 %. Nejnižší účinnost byla naměřena při vstupním napětí 16,005 a to 89,79 %. Celkově se účinnost v plném rozsahu pohybuje kolem 90 %.

Naměřené hodnoty pro zátěž 3,33 Ω byly uvedeny do tabulky č.3. Maximální účinnost byla naměřena při vstupním napětí 16,803 a to 91,32 %. Nejnižší účinnost byla naměřena při vstupním napětí 15,507 a to 89,09 %. V celém rozsahu se účinnost pohybovala kolem 90 %.

Naměřené hodnoty pro zátěž 2,5 Ω byly uvedeny do tabulky č.4. Maximální účinnost byla naměřena při vstupním napětí 12,403 V a to 92,73 %. Nejnižší účinnost byla naměřena při vstupním napětí 12,027 a to 89,01 %. V celém rozsahu se účinnost pohybovala těsně pod 90%.

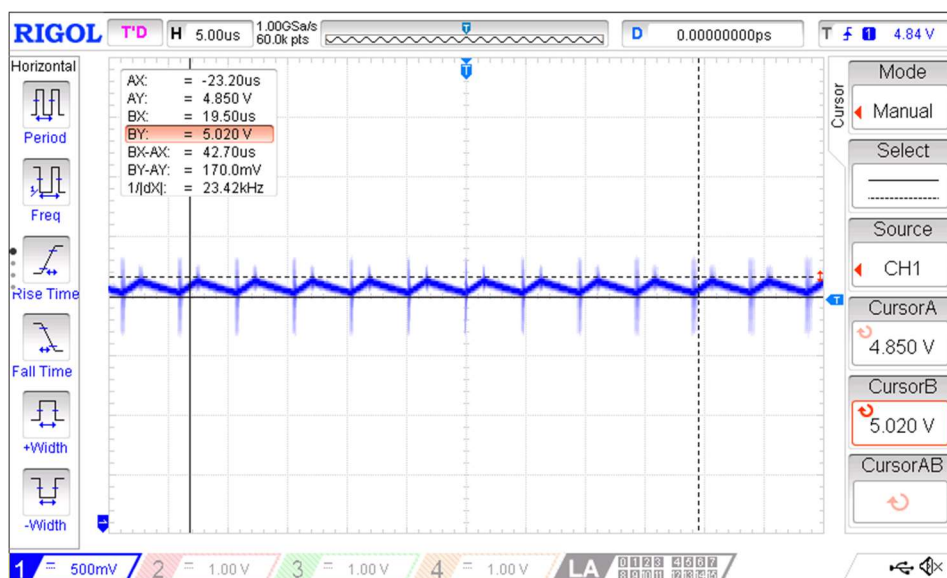
Vypočtené účinnosti byly následně vyneseny do grafu na obrázku č.50. Z charakteristik můžeme vidět, že s nejvyšší účinností pracoval měnič při zatížení na výstupu 3,33 Ω následně pak účinnosti při vyšší zátěži klesali. Celkový pokles mezi jednotlivými charakteristikami není veliký. Měnič pracuje s účinností od 89,01 do 93,88 %. Toto se dá považovat za velmi dobrý výsledek, zlepšení účinnosti měniče by mohlo být dosaženo při doladění spínací frekvence na vypočtenou hodnotu.



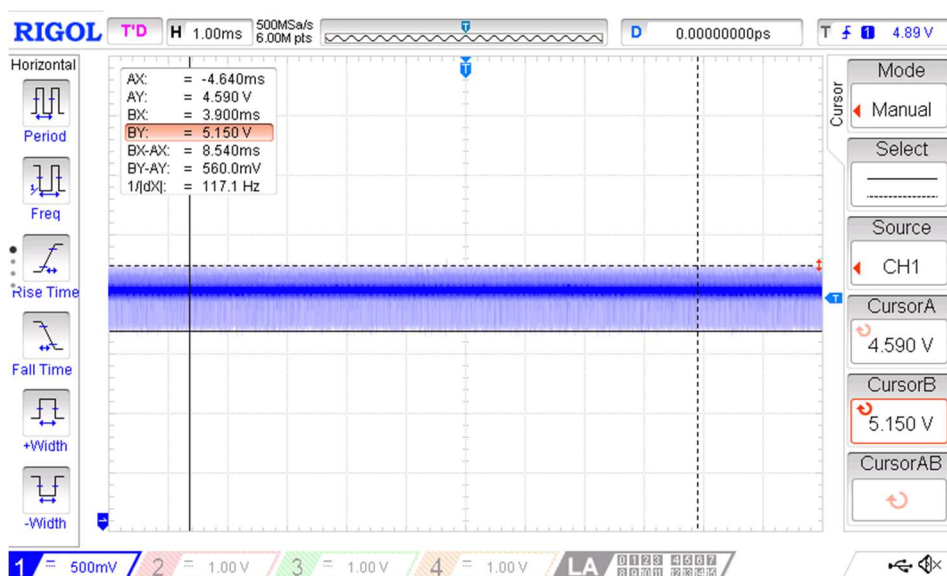
Obrázek 51 Graf závislosti výstupního napětí na vstupním napětí při různém zatížení

Z naměřených hodnot byl vynesen graf závislosti výstupního napětí na vstupním

při uvedených zátěžích na výstupu viz. obrázek č.51. Z charakteristik můžeme vidět, že výstupní napětí se při změně zátěže mění minimálně, maximální odchylka nastala při výstupní zátěži $0,25\ \Omega$ a to $2,4\ \text{mV}$ což se dá považovat za zanedbatelnou hodnotu. Odchylka napětí od navrhovaného napětí na výstupu $5\ \text{V}$ je způsobena nepřesnými hodnotami feedback rezistorů vzniklá díky jejich tolerancemi, se kterými jsou vyráběny. Pro funkčnost měniče tato odchylka nemá žádný vliv (úbytek napětí na některých nabíječkách činí až $0,3\ \text{V}$).

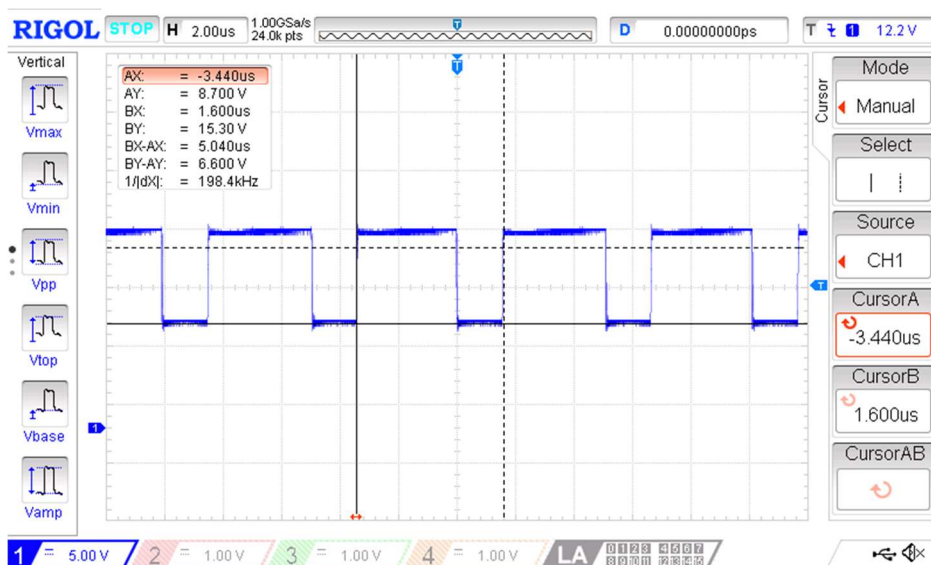


Obrázek 52 Snímek z osciloskopu zvlnění výstupního napětí při zátěži na výstupu $5\ \Omega$



Obrázek 53 Snímek z osciloskopu celkového šumu na výstupu při zátěži $5\ \Omega$

Měření zvlnění na výstupu při zátěži $5\ \Omega$ jež odpovídá výstupnímu proudu cca. 1 A je zobrazeno na obr č.52. Výstupní zvlnění je rovno 170 mV, to je mnohem větší zvlnění než bylo navrženo. Tato odchylka je způsobena nižší spínací frekvencí a nepřesnou hodnotou ESR výstupních kondenzátorů. Na obrázku č.53 můžeme pozorovat celkový šum na výstupu, který je způsoben zákmitem při spínání cívky. Celková hodnota šumu činí 560 mV.

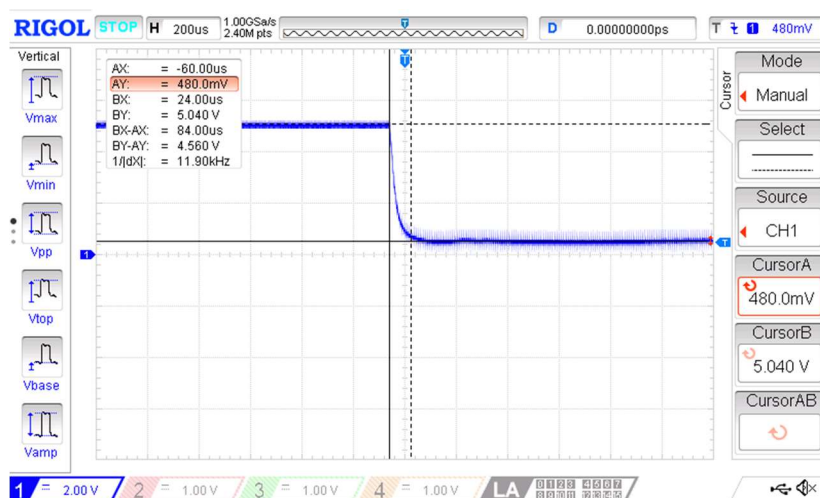


Obrázek 54 Snímek z osciloskopu napětí na gate spínacího tranzistoru při zátěži $5\ \Omega$

Spínací frekvence tranzistoru při zátěži $5\ \Omega$ byla změřena pomocí osciloskopu což můžeme vidět na obrázku č.54. Spínací frekvence tedy při výstupním proudu cca 1 A je rovna $f=198,4\ \text{kHz}$. Spínací frekvence je závislá na hodnotě ESR kondenzátorů a také jejich rezistorů v sérii, jejichž hodnota byla zvolena podle simulace v programu LT Spice. Použitá hodnota musela být však změněna kvůli prodloužené dodací lhůtě rezistorů. Proto byly osazeny rezistory s hodnotou $R=0,6\ \Omega$. Pro vypočtenou hodnotu 500 kHz by byla potřeba zvýšení hodnoty těchto rezistorů. Tato odchylka způsobuje větší zvlnění na výstupu, pro nabíjení telefonů však tato odchylka nezpůsobuje žádné kritické chyby.

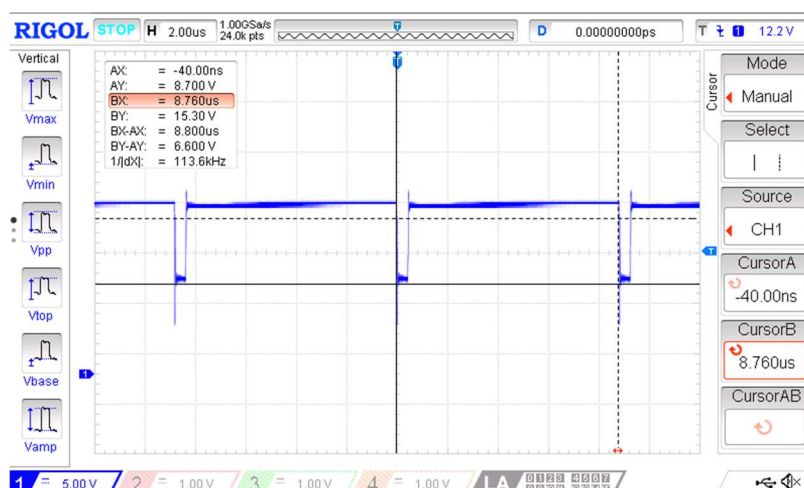
4.4.4 Měření proudové limitace

Měření proběhlo zkratováním na výstupu, navrhovaná hodnota proudové limitace činí 3 A. Měření při zkratu byly zjištěny následující hodnoty: výstupní napětí 0,376 V, výstupní proud 3,196 A a vstupní proud 0,170 A. Naměřené hodnoty tedy odpovídají teoretickým předpokladům.



Obrázek 55 Snímek z osciloskopu výstupního napětí při zkratu

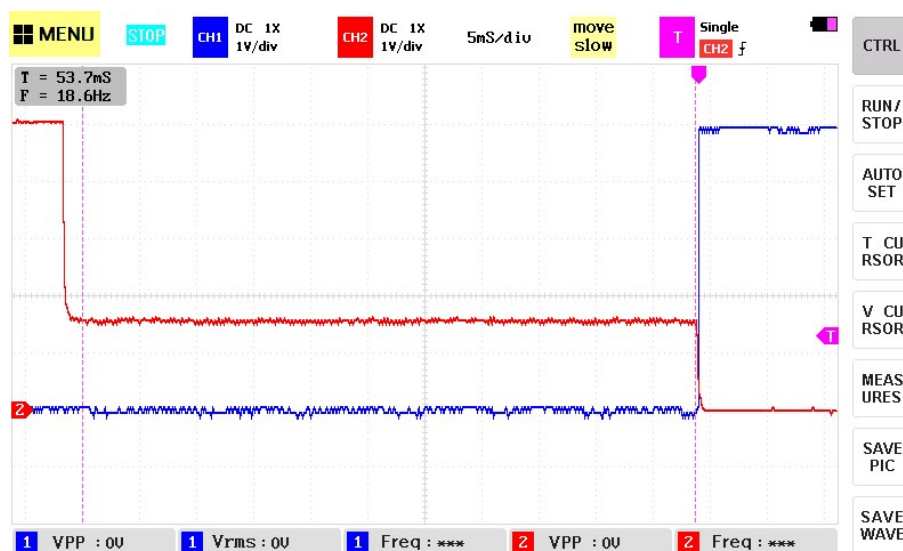
Následně bylo provedeno měření přechodu výstupního napětí ze stavu bez zátěže do stavu při zkratovaném výstupu. Na obrázku č.55 můžeme vidět pořízený snímek osciloskopu, při zkratování zátěže došlo ke snížení výstupního napětí na hodnotu 480 mV za 84 μ s.



Obrázek 56 Snímek z osciloskopu napětí na Gate spínacího tranzistoru při zkratu na výstupu

Na obrázku č.56 je zobrazen snímek osciloskopu, kde bylo měreno napětí na gatu

spínacího tranzistoru při zkratovaném výstupu. Můžeme vidět, že měnič pracuje podle uvedené dokumentace, tedy při překročení proudového limitu je gate tranzistoru spínán v rozmezí 9 μ s, pokud je dále tento limit přesažen tento děj se bude stále opakovat. Z tohoto důvodu není napětí na výstupu měniče při zkratovaném výstupu nulové. Toto chování je však nevýhodné, protože dochází k nadměrnému zatížení součástek a také k odebírání proudu z baterií. Proto bude využito snímání výstupního napětí a při zkratu na výstupu bude pomocí řízení arduina sepnut pin ENABLE, který zajistí přepnutí měniče do nečinného režimu.



Obrázek 57 Snímek osciloskopu napětí na výstupu měniče při zkratu s využitím pinu enable

Pro testování pinu enable byl vytvořen jednoduchý program pro arduino. Kde analogové piny byly připojeny k výstupním napětí měniče a nastaveny jako vstupy. Následně proběhlo vyhodnocení měřeného napětí, pokud napětí kleslo pod nastavenou hodnotu 4 V byla zapnuta ochrana, tzn. došlo k zapsání logické úrovně 1 na daný pin enable měniče.

Výstupní napětí při zkratu bylo snímáno pomocí osciloskopu viz. obrázek č.57, kde výstupní napětí je značeno červeně a napětí na výstupním pinu arduina EN1 je značeno modře. Z průběhu můžeme vidět, že po sepnutí pinu enable došlo k poklesu výstupního napětí měniče na nulu. Dále také byla označena prodleva mezi zkratem na výstupu a sepnutí pinu enable tato prodleva je rovna $t=53,7$ ms. To je způsobeno prodlevou mezi měřením ADC převodníku arduina a samotným vyhodnocením pomocí programu. Celková ochrana proti zkratu má tedy dvě fáze. V první fázi je aktivní ochrana

limitace proudu měniče po dobu 53,7 ms, následně je aktivován pin enable a měnič se nachází v nečinném stavu.

4.4.5 Spotřeba měniče v nečinném stavu

Jedním z požadavků na měniče byla co nejmenší spotřeba při nečinném stavu. Proto byly provedeny spotřeby měniče v celém rozsahu vstupního napětí.

Tabulka 5 Naměřené hodnoty spotřeby měniče bez zapojené zátěže

U _{in}	U _{out}	I _{in}	P
[V]	[V]	[μA]	[mW]
16.8	4.913	347	5.830
15.509	4.913	345	5.351
15.032	4.913	344	5.171
14.504	4.913	343	4.975
14.007	4.913	343	4.804
13.51	4.913	342	4.620
13.022	4.913	341	4.441
12.51	4.913	341	4.266
12.001	4.913	340	4.080

Naměřené hodnoty spotřeby bez zapojení zátěže byly uvedeny do tabulky č.5. Celková průměrná spotřeba měniče je rovna 4,838 mW. Pro snížení spotřeby je využito sepnutí pinu enable.

Tabulka 6 Naměřené hodnoty spotřeby měniče bez zapojené zátěže při sepnutém pinu enable

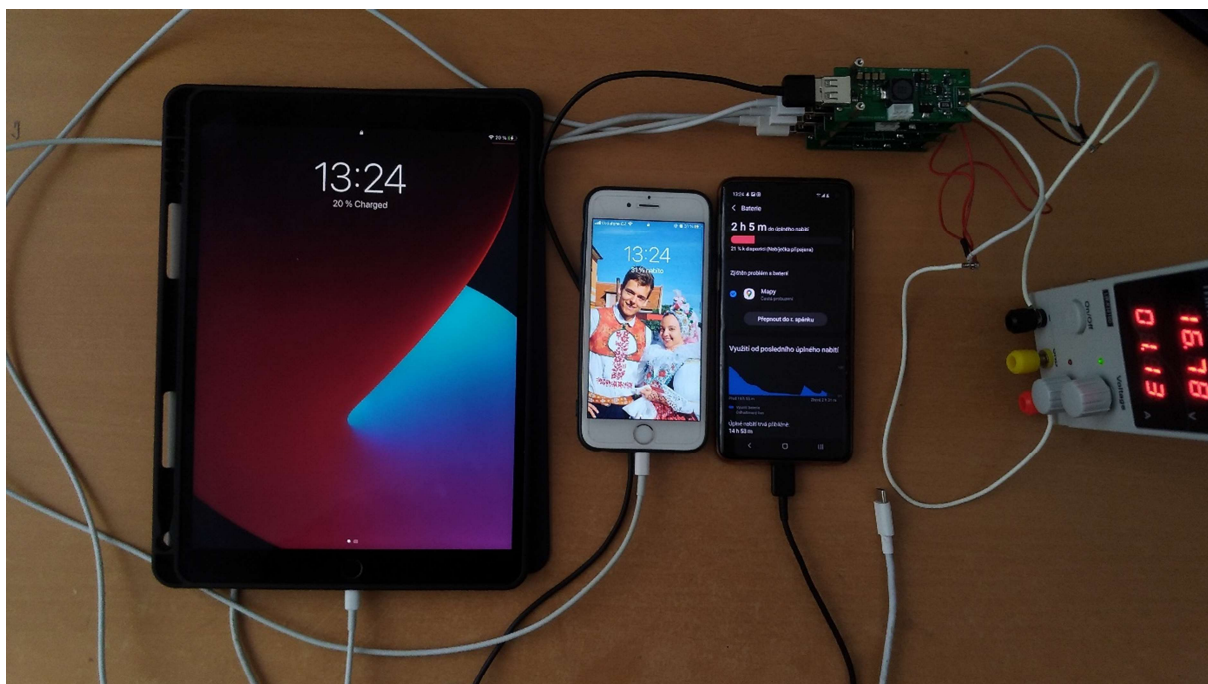
U _{in}	U _{out}	I _{in}	P
[V]	[V]	[μA]	[μW]
16.8	4.913	8	134.400
15.509	4.913	8	124.072
15.032	4.913	8	120.256
14.504	4.913	8	116.032
14.007	4.913	7	98.049
13.51	4.913	7	94.570
13.022	4.913	7	91.154
12.51	4.913	7	87.570
12.001	4.913	7	84.007

Při shut-down režimu dosahuje měnič velmi nízké spotřeby, naměřené hodnoty byly uvedeny do tabulky č.6. Průměrná celková spotřeba činí 105,568 μW.

Porovnáním spotřeby je nejvýhodnější použití shut-down režimu měniče při stavu bez zátěže. Hodnota spotřeby při tomto režimu je 45krát menší než při standardním nečinném režimu.

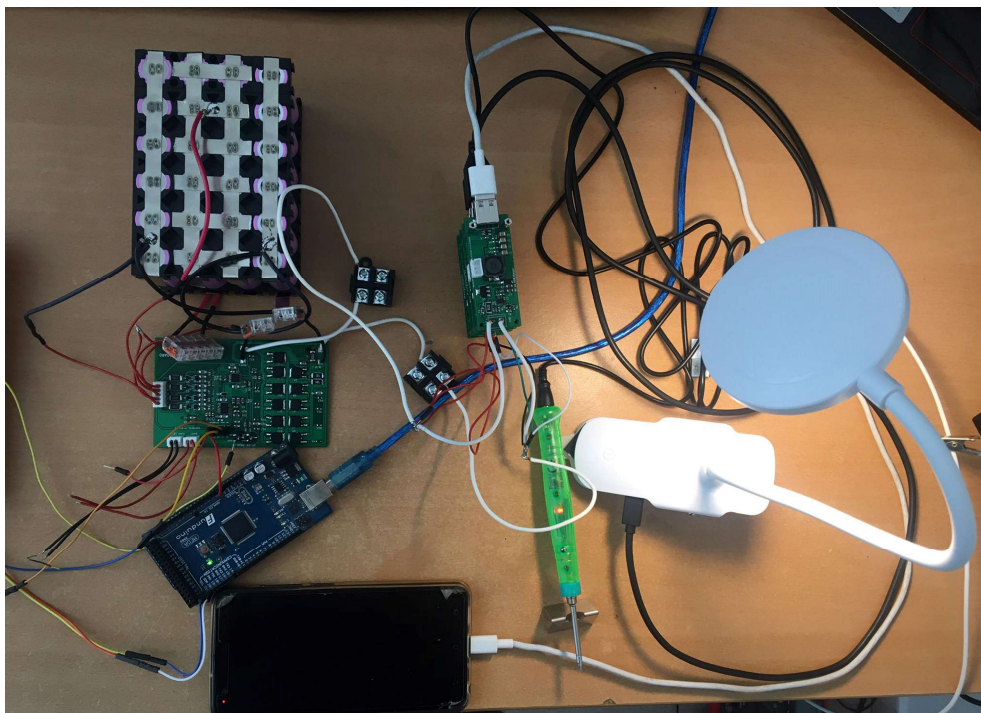
4.4.6 Test měniče při nabíjení telefonních zařízení

Poslední měření bylo provedeno na samotných telefonních zařízeních, pro které je měnič navržen. Testovací zařízení byly následující: Apple Ipad Air 4. generace, Iphone 6s a Samsung galaxy S10. Toto měření bylo zdokumentováno viz. obrázek 45. Nabíjení bylo testováno v celém rozsahu vstupního napětí, tedy 12 až 16,8 V.



Obrázek 58 Test nabíjení telefonních zařízení Samsung a Apple

Nabíjení zařízení probíhalo bez zaznamenání jakýchkoliv problémů, a to jak u značky Samsung tak u značky Apple. Navržený obvod tedy splňuje všechny zadané požadavky.



Obrázek 59 Test nabíjení 5V zařízení

Byla také provedena zkouška měniče po připojení k BMS systému. Byly otestovány tři zařízení s napájecím napětí 5 V a to USB mikropáječka s proudovým odběrem 1,5 A dále stolní LED lampička s proudovým odběrem 2 A a telefonní zařízení značky ASUS. Všechny zařízení pracovali bez problému, výstupní USB porty jsou tedy schopny napájet jakékoliv zařízení s 5 V napájení s maximálním proudem 2 A.

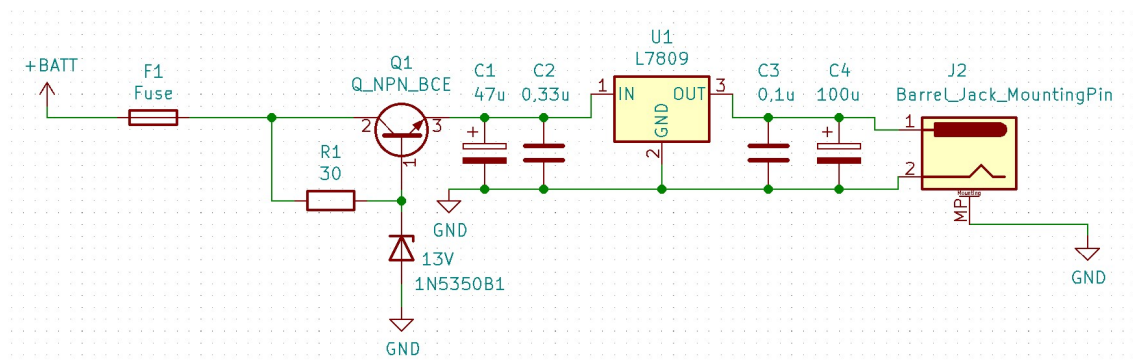
4.5 Napájení hudebních efektů

Pro napájení hudebních zařízení nejčastěji na trhu nalezneme 5-ti a více výstupové zdroje s lineárními stabilizátory. Pro hudební efekty je nutné požit lineární stabilizátor kvůli velmi nízkému zvlnění na výstupu. V případě našeho návrhu se bude jednat o 9 výstupu s napětím 9 V a s maximálním proudem 400 mA. Pro tuto aplikaci bude zvolen lineární stabilizátor LM7809 [18]. Pro návrh obvodu s lineárním stabilizátorem je důležitý jeho ztrátový výkon, a to kvůli stabilitě měniče. Při příliš velkém ztrátovém výkonu by docházelo k nadměrnému zahřívání stabilizátoru a výstupní napětí by nebylo stabilní. Ztrátový výkon bude vypočten jako:

$$P_{ztr} = U \cdot I = (U_{in} - U_{out}) \cdot I = (16,8 - 9) \cdot 400 \cdot 10^{-3} \quad (4.27)$$

$$P_{ztr} = 3,12W \quad (4.28)$$

V tomto výpočtu je uvažován worst case, tedy když bude na vstupu regulátoru maximální napětí baterií. Tento výkon je příliš velký a není možné ho uchladit. Proto byl navržen obvod pro rozložení ztrátového výkonu na zenerovu diodu viz obrázek č.60.



Obrázek 60 Schéma zapojení výstupu pro hudební efekty

Pro co nejlepší stabilitu regulátoru musí být dodrženo vstupní napětí 12V, proto je zvolena zenerova dioda s napětím v závěrném směru 13 V. Vstupní napětí regulátoru bude poté dáno jako:

$$U_{in,LDO} = U_{ZD} - U_{BE} = 13 - 0,7 = 12,3V \quad (4.29)$$

Což splňuje zadanou podmínku minimálního napětí na vstupu 12 V. Následně je vypočtena hodnota odporu rezistoru, která závisí na proudu tekoucím do báze tranzistoru a proudu diodou.

$$R_1 = \frac{U_{IN} - U_{ZD}}{\frac{I_C}{\beta} + I_{ZD,min}} = \frac{13,5 - 13}{\frac{0,4}{60} + 10 \cdot 10^{-3}} = 30 \, \Omega \quad (4.30)$$

Kde I_c je výstupní proud tranzistoru, tedy celkový výstupní proud, jež je roven 400 mA. Minimální proud diodou $I_{ZD,min}$ byl zvolen jako 10 mA. Minimální vstupní napětí bylo zvoleno jako 13,5 V kvůli správné funkci zenerovi diody. Pokud napětí klesne pod 13 V dioda již nebude plnit svoji funkci a vstupní napětí na regulátoru se bude rovnat vstupnímu napětí z baterií. Následně můžeme vypočítat maximální ztrátový výkon na diodě a rezistoru.

$$I_{ZDMAX} = \frac{U_{IN} - U_{ZD}}{R_1} = \frac{16,8 - 13}{30} = 122,6 \, mA \quad (4.31)$$

Následně musí být brán v potaz úbytek napětí vnitřních odporů zenerovy diody. Pro námi zvolenou diodu 1N5350B [19] je odpor roven 2,5 Ω . Celkové napětí na zenerově diodě v závěrném směru bude:

$$U_{ZDMAX} = U_{rd} + U_D = \left(r_d \cdot \frac{U_{in,max} - U_{ZD}}{R_1 + r_d} \right) + U_D \quad (4.32)$$

$$U_{ZDMAX} = \left(2,5 \cdot \frac{16,8 - 13}{30 + 2,5} \right) + 13 = 13,3 \, V \quad (4.33)$$

$$P_{ZDMAX} = U_{ZD} \cdot I_{DMAX} = 13,3 \cdot 122,6 \cdot 10^{-3} = 1,63 \, W \quad (4.34)$$

$$P_{RMAX} = R_1 \cdot I_1^2 = 30 \cdot (I_C + I_{DMAX})^2 \quad (4.35)$$

$$P_{RMAX} = 30 \cdot \left(\frac{0,4}{60} + 122,6 \cdot 10^{-3} \right)^2 = 0,5 \, W \quad (4.36)$$

Maximální ztrátový výkon na stabilizátoru potom bude roven:

$$P_{ztr,max} = (U_{in} - U_{out}) \cdot I = (12,6 - 9) \cdot 400 \cdot 10^{-3} \quad (4.37)$$

$$P_{ztr,max} = (U_{in} - U_{out}) \cdot I = 1,44 \, W \quad (4.38)$$

Ztrátový výkon je tedy rovnoměrně rozdělen na diodě a regulátoru. Rezistor byl zvolen s hodnotou odporu $R_1 = 27 \, \Omega$ s maximálním ztrátovým výkonem 2 W. Dioda byla zvolena 1N5350B s maximálním proudem v závěrném směru 385 mA a maximálním ztrátovým výkonem 5 W. Pro stabilizátor byl také vypočten chladič, aby nedocházelo k nadměrnému přehřívání. Maximální ztrátový výkon, který je uchladielný bez chladiče je roven:

$$P_{max} = \frac{\Delta\vartheta_{ja}}{R_{ja}} \quad (4.39)$$

Kde $\Delta\vartheta_{ja}$ je vypočtena jako rozdíl maximální teploty na čipu, který je zvolen jako 80 °C a teploty okolí, která je zvolena s rezervou jako 35 °C. Dále bude také započten bezpečnostní odstup teploty přechodu roven 10 °C. R_{ja} představuje tepelný odpor přechodu čip-okolí, tato hodnota je vyčtena z katalogu jako $R_{ja}=50$ °C/W.

$$P_{max} = \frac{80 - 35 - 10}{50} = 0,7 \text{ W} \quad (4.40)$$

Výsledný maximální ztrátový výkon neodpovídá vypočtenému výkonu, pro uchlazení vypočteného výkonu je potřeba snížit tepelný odpor rozhraní čip-okolí na polovinu. To bude zajištěno chladičem. Přidáním chladiče je maximální uchlazitelný ztrátový výkon následující:

$$P_{max} = \frac{\Delta\vartheta_{ja}}{R_{jc} + R_{chl}} \quad (4.41)$$

Kde R_{jc} je hodnota tepelného odporu na rozhraní čip-pouzdro, který je vyčten z katalog jako $R_{jc}=5$ °C/W. Tepelný odpor chladiče byl zvolen 21 °C/W, čímž je docíleno zdvojnásobení uchlazitelného výkonu.

$$P_{max} = \frac{80 - 35 - 10}{21 + 5} = 1,4 \text{ W} \quad (4.42)$$

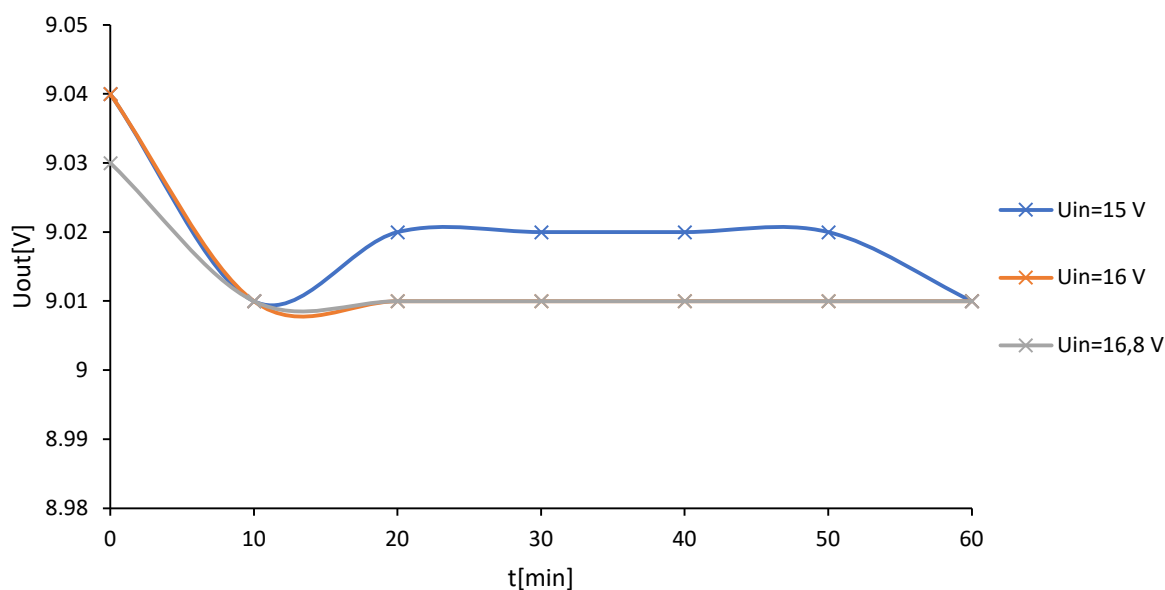
Pro ochranu před zkratem byly použity klasické pojistky s maximálním proudem 1 A. Ideální ochranou by byla elektronická pojistka, nevýhodou je však úbytek na obvodu pojistky, došlo by tedy ke snížení použitelného rozsahu stabilizátoru což by bylo nežádoucí kvůli použití napájení z baterií. Tranzistor byl zvolen v provedení s pouzdem DPAK, jehož chladič byl vytvořen měděnou plochou na plošce kolektoru. Vstupní kondenzátor byl zvolen s hodnotou 0,33 µF sloužící k eliminaci rušení vzniklou parazitními vlastnostmi napájecích vodičů.

Následně bylo provedeno měření pro zjištění napěťové stability na výstupu. Měření bylo prováděno při pokojové teplotě 21 °C s připevněným chladičem. Měření bylo provedeno pro hodnoty vstupního napětí 15, 16 a 16,8 V. Pro tyto hodnoty je totiž ztrátový výkon na diodě nejvyšší. Pro každé napětí byla doba měření 1 hodina, pro měření při vstupním napětí 16,8 s nejvyšší zátěží byla doba měření 2 hodiny. Jako zátěž byly použity výkonové rezistory. Pro měření výstupního proudu byl použit digitální multimetr UNI-T UT61E a pro měření výstupního napětí digitální multimetr Proskit MT-120.

Byly provedeny 2 série měření pro výstupní proud 200 mA a 400 mA. Při změně vstupního napětí byla provedena 5 minutová mezera pro ustálení teploty.

Tabulka 7 Naměřené hodnoty výstupního napětí v závislosti na čase při výstupním proudu 0,2 A

	U_{in}=15 V		U_{in}=16 V		U_{in}=16,8 V	
t	U _{out}	I _{out}	U _{out}	I _{out}	U _{out}	I _{out}
[min]	[V]	[mA]	[V]	[mA]	[V]	[mA]
0	9.04	200	9.04	200	9.03	200
10	9.01	200	9.01	200	9.01	200
20	9.02	200	9.01	200	9.01	200
30	9.02	200	9.01	200	9.01	200
40	9.02	200	9.01	200	9.01	200
50	9.02	200	9.01	200	9.01	200
60	9.01	200	9.01	200	9.01	200

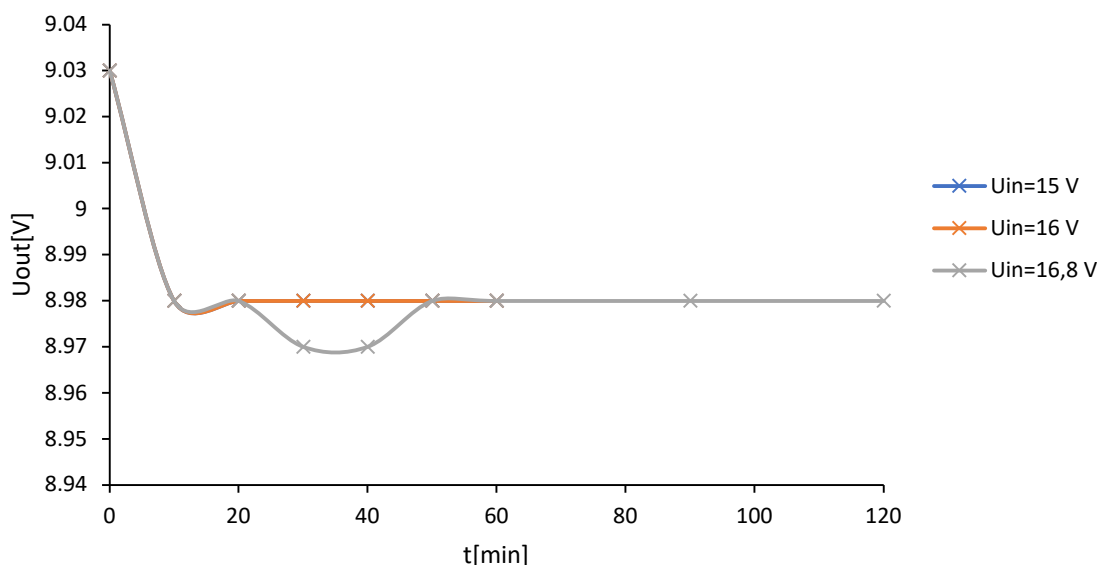


Obrázek 61 Graf závislosti výstupního napětí na čase s rezistorovou zátěží I_{out}=200 mA

Naměřené hodnoty pro výstupní proud 0,2 A byly uvedeny do tabulky č.7. Z naměřených hodnot byl sestrojen graf závislosti výstupního napětí na čase viz. obrázek č.61. Z grafu můžeme vidět, že výstupní napětí po 10 minutách klesne o hodnotu 30 mV. Následně je napětí neměnné. Pro vstupní napětí 15 V bylo výstupní napětí rovno 9.02 V. Pro vstupní napětí o velikosti 16 a 16,8V bylo výstupní napětí rovno 9,01 V. Můžeme tedy říci že stabilizátor splňuje zadané požadavky s maximální odchylkou $\Delta U=30$ mV což se dá považovat za minimální nepřesnost.

Tabulka 8 Naměřené hodnoty výstupního napětí v závislosti na čase při výstupním proudu 0,4 A

	U _{in} =15 V		U _{in} =16 V		U _{in} =16,8 V	
t	U _{out}	I _{out}	U _{out}	I _{out}	U _{out}	I _{out}
[min]	[V]	[mA]	[V]	[mA]	[V]	[mA]
0	9.03	399	9.03	399	9.03	399
10	8.98	398	8.98	397	8.98	397
20	8.98	397	8.98	397	8.98	397
30	8.98	397	8.98	397	8.97	397
40	8.98	397	8.98	397	8.97	397
50	8.98	397	8.98	397	8.98	397
60	8.98	397	8.98	397	8.98	397
90	x	x	x	x	8.98	397
120	x	x	x	x	8.98	397



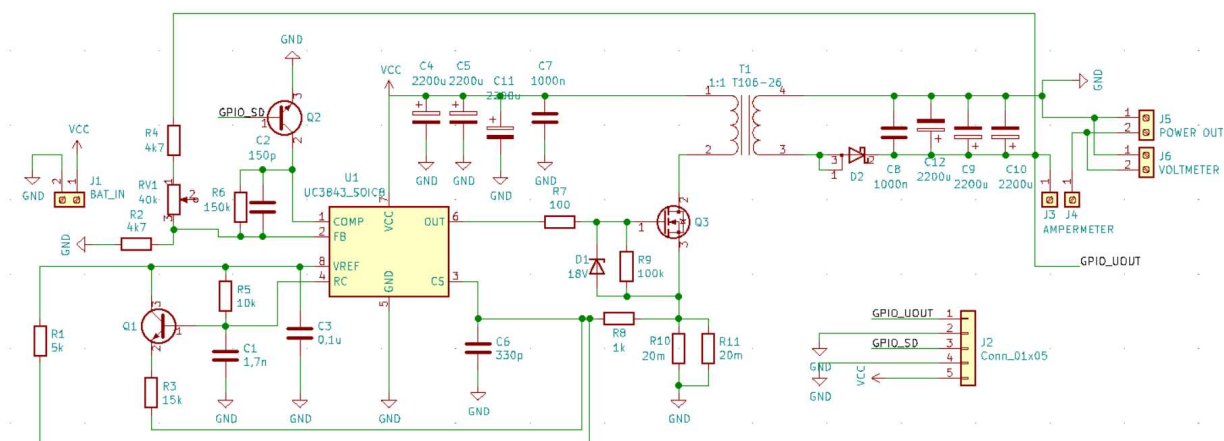
Obrázek 62 Graf závislosti výstupního napětí na čase s rezistorovou zátěží I_{out}=200 mA

Naměřené hodnoty pro výstupní proud 0,2 A byly uvedeny do tabulky č.8. Z naměřených hodnot byl sestrojen graf závislosti výstupního napětí na čase viz. obrázek č.62. Z naměřených hodnot můžeme pozorovat, že pokles po deseti minutách je roven hodnotě 50 mV pro všechny hodnoty vstupního napětí. Pro vstupní napětí 16,8 V výstupní napětí dále kleslo v třicáté a čtyřicáté minutě na hodnotu 8,97 V, poté se vrátilo zpět na hodnotu 8,98 V na které zůstalo stabilní po celou dobu. Průběhy výstupního napětí pro U_{in}=15 V a U_{in}=16 V jsou identické, kde si od desáté minuty drželi výstupní napětí 8,98 V. Maximální odchylka je tedy $\Delta U = 60 \text{ mV}$.

Porovnáním bylo zjištěno že stabilizátor splnil vypočtené požadavky. Při výstupním proudu 400 mA byla odchylka větší kvůli nadměrnějšímu zahřívání stabilizátoru. Toto by mohlo být vykompenzováno přidáním většího chladiče nebo aktivního chlazení.

4.6 Nabíjení notebooků

Pro nabíjení notebooků byl zvolen měnič s topologií flyback s regulovatelným výstupním napětím 12-24 V a proudem až 5 A. Celkový maximální výkon měniče tedy činí $P=120$ W. Měnič bude tvořen pomocí integrovaného obvodu UC3843 [20]. Tento obvod zajišťuje proudovou ochranu, spínací frekvenci do 500 kHz a střidu s rozsahem 0 až 98%. Pracovní frekvence bude nastavena jako $f=100$ kHz. Transformátor bude tvořen pomocí železoprachového toroidního jádra. Pro zvolenou spínací frekvenci bylo vybráno jádro z materiálu s označením 26 (žluto-bílé) a to hlavně díky jeho nejlepší dostupnosti a dostačujícím vlastnostem při spínacích frekvencích do 100 KHz .



V prvním kroku je nutné stanovit maximální duty cycle a to pomocí následující rovnice [21]:

$$\frac{U_O + U_D}{U_{IN} - U_{RDS_{ON}}} = \frac{1}{N} \cdot \left(\frac{D_{MAX}}{1 - D_{MAX}} \right) \quad (4.43)$$

Kde N je poměr vynutí primárnímu ku sekundárnímu. Pro naši aplikaci bude tento poměr zvolen jako $N=1$. U_D je úbytek napětí na diodě, volíme hodnotu $U_D=0,8$ V a $U_{RDS_{ON}}$ je úbytek napětí na tranzistoru, volíme jako 1 V.

$$\frac{24 + 0,8}{12 - 1} = 1 \cdot \left(\frac{D_{MAX}}{1 - D_{MAX}} \right) \quad (4.44)$$

$$2,255 - 2,255 \cdot D_{MAX} = D_{MAX} \quad (4.45)$$

$$D_{MAX} = 0,693 \quad (4.46)$$

Následně můžeme určit celkový čas sepnutí tranzistoru při maximální střídě.

$$t_{on,max} = D_{MAX} \cdot \frac{1}{f_{sw}} = 0,693 \cdot \frac{1}{100 \cdot 10^3} = 6,93 \mu s \quad (4.47)$$

$$I_p = \frac{I_{out}}{N} \cdot \frac{1}{1 - D_{MAX}} + \frac{\Delta I_L}{2} \quad (4.48)$$

Kde ΔI_L je zvolena jako $\frac{1}{2} I_p$.

$$I_p = \frac{I_{out}}{N} \cdot \frac{1}{1 - D_{MAX}} + \frac{\Delta I_L}{2} \quad (4.49)$$

$$I_p = \frac{5}{1} \cdot \frac{1}{1 - 0,693} + \frac{I_p}{4} \quad (4.50)$$

$$I_p = 21,72 A \quad (4.51)$$

$$\Delta I_L = 13,86 A \quad (4.52)$$

Špičkový proud bude tedy $I=21,72 A$ a to v případě že na vstupu bude minimální napětí, tedy $U=12 V$ a na výstupu bude maximální napětí $U=24 V$ s výstupním proudem $I=5 A$. Následně bude vypočtena střední hodnota proudu primární cívky.

$$I_{RMS} = \sqrt{D \cdot I_p^2 - (\Delta I_L \cdot I_p) + \frac{\Delta I_L^2}{3}} \quad (4.53)$$

$$I_{RMS} = \sqrt{0,693 \cdot 21,72^2 - (13,86 \cdot 21,72) + \frac{13,86^2}{3}} \quad (4.54)$$

$$I_{RMS} = 12,75 A \quad (4.55)$$

Hodnota indukčnosti primární cívky bude vypočtena jako:

$$U_L = L_p \cdot \frac{di}{dt} = L_p \cdot \frac{\Delta I_L}{t_{on,max}} \quad (4.56)$$

$$L_p = L_s = \frac{U_{in,min} \cdot t_{on,max}}{\Delta I_L} \quad (4.57)$$

$$L_p = \frac{(12 - 1) \cdot 6,93 \cdot 10^{-6}}{13,86} = 5,5 \mu H \quad (4.58)$$

Následně můžeme vypočítat počet závitů cívky. Pro výpočet byl zvolen typ jádra T106-26B [22]. Potřebný počet závitů je roven:

$$N = \left(\frac{L}{A_L}\right)^{\frac{1}{2}} = \left(\frac{5500}{124}\right)^{\frac{1}{2}} = 7 \quad (4.59)$$

Kde L je indukčnost cívky v nH a A_L je poměr indukčnosti, který udává počet závitů vynutí potřebný na indukčnost 1nH. Celkový počet závitů primárního a sekundárního vynutí je 7. Pro tuto indukčnost však dosahují špičkové hodnoty proudu na cívce velkých hodnot (až 22 A) to by mohlo mít za následek nadbytečné krátkodobé zatěžování baterií. Proto bude indukčnost cívky přepočtena na vyšší hodnotu. Maximální počet závitů na jádru typu T106B je roven:

$$N_{MAX} = \frac{\pi \cdot ID}{d} = \frac{\pi \cdot 14,5}{1} = 45 \quad (4.60)$$

$$N_{P_{MAX}} = 22 \quad (4.61)$$

Maximální počet závitů samostatné primární cívky je tedy 22. Protože transformátor nebude vinut pomocí přístroje bude zvolen počet závitů $N_p=N_s=21$. Poté můžeme zpětně dopočítat indukčnost cívky a proudy cívkou.

$$L = \sqrt{\frac{1}{2} N \cdot A_L} = \sqrt{\frac{1}{2} 21 \cdot 124} = 21 \mu H \quad (4.62)$$

$$\Delta I_L = \frac{U_L \cdot t_{on,max}}{L_p} = \frac{11 \cdot 6,93 \cdot 10^{-6}}{44 \cdot 10^{-6}} = 1,73 A \quad (4.63)$$

$$I_p = \frac{I_{out}}{N} \cdot \frac{1}{1 - D_{MAX}} + \frac{\Delta I_L}{2} = \frac{5}{1} \cdot \frac{1}{1 - 0,693} + \frac{1,73}{2} \quad (4.64)$$

$$I_p = 17,15 A \quad (4.65)$$

$$I_{RMS} = \sqrt{D \cdot I_p^2 - (\Delta I_L \cdot I_p) + \frac{\Delta I_L^2}{3}} \quad (4.66)$$

$$I_{RMS} = \sqrt{0,693 \cdot 17,15^2 - (1,86 \cdot 17,15) + \frac{1,86^2}{3}} = 13,2 \text{ A} \quad (4.67)$$

Dále budou vypočteny hlavní parametry spínacího mosfet tranzistoru. Maximální napětí U_{DS} tranzistoru musí být zvoleno, tak aby byl tranzistor schopný zvládat maximální vstupní napětí a reflektované napětí ze sekundáru.

$$U_{DS} = \left((U_{in,max} + U_L) + \left(\frac{N_p}{N_s} \right) * (U_o + U_D) \right) * 1,3 \quad (4.68)$$

Kde U_L je maximální hodnota špičkového napětí vzniklá díky unikající indukčnost transformátoru, ta je zvolena jako 30% maximálního vstupního napětí.

$$U_{DS} = ((16,8 + 5,04) + 1 \cdot (24 + 0,7)) * 1,3 = 60 \text{ V} \quad (4.69)$$

Pro tuto aplikaci byl zvolen tranzistor AOT270AL [23], jehož vnitřní odpor $R_{DS(on)} = 2,6 \text{ m}\Omega$. Následně bude vypočten ztrátový výkon na tranzistoru, který bude dimenzován na střední hodnotu proudu $I = 15 \text{ A}$.

$$P_{ZTR} = R_{DS(on)} \cdot I^2 = 2,55 \cdot 10^{-3} \cdot 15^2 = 0,57 \text{ W} \quad (4.70)$$

Ztráty vzniklé spínáním tranzistoru můžeme zanedbat, díky nízké frekvenci spínání. Pro určený ztrátový výkon byl také zvolen chladič s tepelným odporem $R_{chl} = 15 \text{ }^\circ\text{C/W}$. Gate tranzistoru bude také ochráněn zenerovou diodou s napětím 16,6 V.

Spínací frekvence tranzistoru je dána hodnotami R_T , C_T . Podle datasheetu by se měli pohybovat hodnoty v rozmezí $R_T = 5 \text{ až } 100 \text{ k}\Omega$ a $C_T = 1 \text{ až } 100 \text{ nF}$. Pro výpočet bude zvolena hodnota $R_T = 10 \text{ k}\Omega$

$$f = \frac{1,72}{R_T \cdot C_T} \quad (4.71)$$

$$C_T = \frac{1,72}{R_T \cdot f} = \frac{1,72}{10 \cdot 10^3 \cdot 100 \cdot 10^3} = 1,72 \text{ nF} \quad (4.72)$$

Hodnoty budou zvoleny jako $R_T=10\text{ k}\Omega$ a $C_T=1,8\text{ nF}$.

Limitace proudu je nastavena pomocí odporu snímací proud v zapojení low-side. Úbytek napětí na tranzistoru je snímán a dále je porovnáván s napětíovou referencí $U_{REF}=1\text{ V}$. Pokud je tato hodnota překročena dojde k omezení proudu na maximální úroveň. Hodnota odporu je vypočtena následovně:

$$R_{SNS} = \frac{U_{REF}}{I_{MAX}} = \frac{1}{20} = 50\text{ m}\Omega \quad (4.73)$$

$$P_{ZTR} = R_{SNS} \cdot I_{MAX}^2 = 0,05 \cdot 20^2 = 20\text{ W} \quad (4.74)$$

Pro vypočtený ztrátový výkon není možné použít žádný SMD rezistor, protože by došlo k jeho destrukci. Proto bude využito napětíového offsetu na pin pro snímání proudu. Pro vytvoření offsetu bude využito referenčního napětí $U_{REF}=5\text{ V}$ které je interně vytvořeno v integrovaném obvodu UC3843. Offset bude tvořen děličem filtračním rezistorem a vypočteným rezistorem. Filtrace pro snímání proudu je zajištěna RC filtrem kde $R_8=1\text{ k}\Omega$ a $C_6=330\text{ pF}$. Hodnota offset napětí byla zvolena jako $0,8\text{ V}$. Úbytek napětí na snímacím rezistoru tedy bude roven maximálně $0,2\text{ V}$. Následně bude vypočtena potřebná hodnota rezistoru R_1 .

$$R_1 = \frac{R_8 \cdot U_{ref}}{U_{offset}} = \frac{1 \cdot 10^3 \cdot 5}{0,8} = 6250\text{ }\Omega \quad (4.75)$$

$$R_{SNS} = \frac{0,2}{20} = 0,01 \cdot 20^2 = 10\text{ m}\Omega \quad (4.76)$$

$$P_{ZTR} = R_{SNS} \cdot I_{MAX}^2 = 0,01 \cdot 20^2 = 4\text{ W} \quad (4.77)$$

Tento ztrátový výkon je přijatelný. Bude zvoleno paralelní zapojení dvou rezistorů pro snímání proudu s maximálním ztrátovým výkonem 3 W . Rezistory budou tedy rovny $R=20\text{ m}\Omega$. Ztrátový výkon se mezi nimi rovnoměrně rozloží a bude roven $P_{ZTR}=2\text{ W}$. Což s rezervou splňují vybrané rezistory s maximálním ztrátovým výkonem $P_{ZTR}=3\text{ W}$.

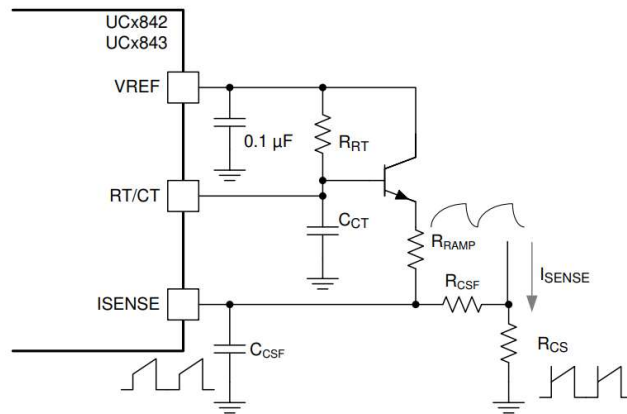
Maximální výstupní napětí je snímáno pomocí napětíového děliče, který je

připojen na FB pin obvodu. Interně je tento pin připojen ke komparátoru, jež porovnává napětí z děliče s referenčním napětím $U=2,5$ V. Maximální výstupní napětí bude zvoleno 24 V. Napěťový dělič bude doplněn o potenciometr, kterým bude možné regulovat výstupní napětí podle potřeby. Minimální vstupní napětí bude nastaveno jako $U=5$ V. Výstup měniče bude proto možné využít k širšímu množství aplikací. Proto jsou zvoleny hodnoty $R_2, R_4=4,7$ k Ω . Které zajišťují dělicí poměr 1/2, při výstupním napětím 5 V tedy dosáhne napětí na děliči referenční hodnoty 2,5 V

$$U_{out} = U_{in} \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} = 4 \text{ V} \quad (4.78)$$

$$R_{1,4} = \frac{U_{in} \cdot R_2}{U_{out}} - R_2 = \frac{24 \cdot 4700}{2,5} - 4700 = 40,4 \text{ k}\Omega \quad (4.79)$$

Byl zvolen potenciometr 40k Ω . Následně je potřeba přidat slope kompenzaci. Protože měnič bude většinu času pracovat v stálém proudovém režimu (CCM), mohlo by docházet k disturbanci proudu cívkou a průběh cívkou by byl jiný než předpokládaný. Díky tomu by mohlo docházet k nestabilitě měniče. Kompenzační obvod je tvořen rezistory R_{RAMP} a RC filtrem pro snímání proudu.



Obrázek 63 Slope kompenzace obvodu UC3843 [20]

Optimální kompenzační faktor je dán jako:

$$M_{id} = \frac{\frac{1}{\pi} + 0,5}{1 - D_{MAX}} = \frac{\frac{1}{\pi} + 0,5}{1 - 0,693} = 2,67 \quad (4.80)$$

Následně bude vypočtena rychlost nástupné hrany primární cívky na pinu ISENSE.

$$S_n = \frac{V_{in,min} \cdot R_{cs}}{L_p} = \frac{12,8 \cdot 10 \cdot 10^{-3}}{40 \cdot 10^{-6}} = 3200 \frac{V}{s} \quad (4.81)$$

$$S_e = (M_{id} - 1) \cdot S_n = (2,67 - 1) \cdot 3200 = 5344 \quad (4.82)$$

$$S_{osc} = \frac{U_{osc}}{t_{on}} = \frac{1,7}{5 \cdot 10^{-6}} = 340000 \quad (4.83)$$

$$R_{Ramp} = \frac{S_{osc} - S_e}{S_e} \cdot R_{csf} = \frac{340000 - 5344}{5344} \cdot 1000 \quad (4.84)$$

$$R_{Ramp} = 62622 \text{ k}\Omega \quad (4.85)$$

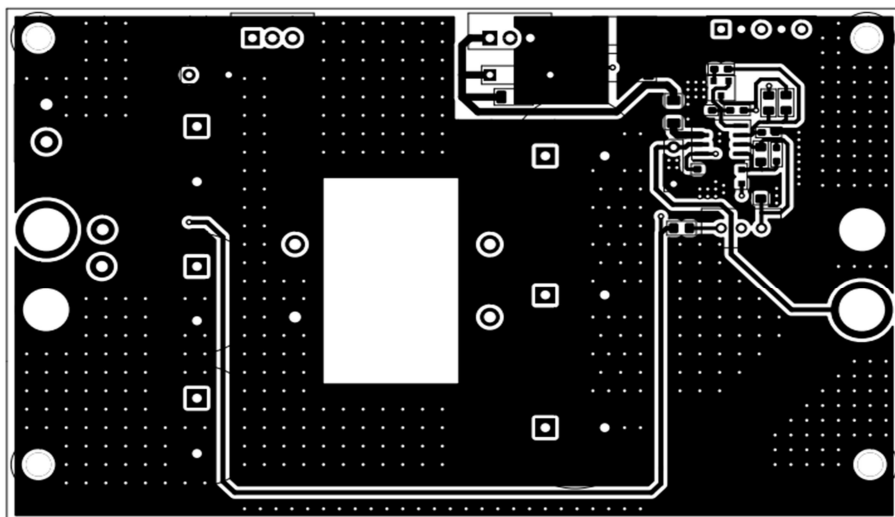
Volíme $R_{RAMP}=62\text{k}\Omega$. Jako poslední byl přidán tranzistor zajišťující možnost vypnutí spínače, při sepnutí tranzistoru dojde k uzemnění pinu COMP.

Dioda na výstupu byla zvolena s maximálním napětím v propustném směru 60V a maximálním proudem v propustném směru 60 A. Jedná se o dvojitou schottkyho diodu DSB60C60PB [24]. Výstupní kondenzátory byly zvoleny s rezervou jako 3x 2200 μF a to elektrolytické kondenzátory s nízkým ESR.

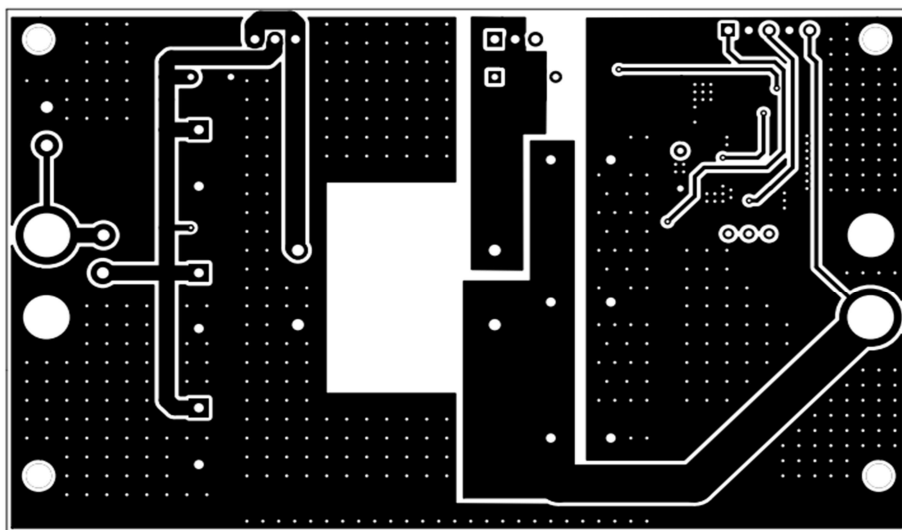
4.6.1 Návrh DPS flyback měniče pro nabíjení notebooků

Při návrhu DPS byly umístěny vstupní kondenzátory co nejbližší k transformátoru. Filtrační a napájecí kondenzátory byly umístěny co nejbližší k IO. Cesta pro feedback výstupního napětí byla vedena co nejdále od transformátoru aby nedocházelo k rušení transformátorem. Následně výstupní kondenzátory byly umístěny co nejbližší k výstupu. Horní i spodní strana desky byla vyplněna co největší zemnicí plochou, a to kromě vyhrazené plochy pod transformátorem, aby nedocházelo k rušení. Spínací tranzistor a dioda byly záměrně umístěny ke kraji desky, aby na ně bylo možné umístit chladič.

Na výstup byl následně připojen digitální voltmetr a ampérmetr pro sledování výstupního napětí.



Obrázek 64 Pohled horní strany DPS



Obrázek 65 Pohled spodní strany DPS

4.6.2 Měření účinnosti a základních charakteristik flyback měniče

Měření účinnosti proběhlo pro celý rozsah vstupního napětí s rezistorovou zátěží na výstupu a to $20\ \Omega$ a $10\ \Omega$ což odpovídá výstupnímu proudu 1,2 a 2,4 A. Jako poslední měření byla také změřena účinnost měniče při zátěži $5\ \Omega$ což odpovídá výstupnímu proudu 4,8 A pro toto měření bylo však vstupní napětí nastaveno na nejvyšší hodnoty 16 a 16,8 V kvůli maximálnímu odběru zdroje 10 A. Výstupní napětí bylo nastaveno pomocí potenciometru na 24 V. Měření vstupní a výstupního napětí bylo provedeno pomocí digitálních multimetrů Agilent 34410 s rozlišením $6\frac{1}{2}$.

Výstupní proud byl měřen pomocí digitálního multimetru UT71A. Napěťový zdroj byl použit spínaný zdroj Minleaf 30V/10A.

Tabulka 9 Naměřené hodnoty účinnosti flyback měniče s rezistorovou zátěží $R=20\ \Omega$

U_{in}	U_{out}	I_{in}	I_{out}	η	η
[V]	[V]	[A]	[A]	[-]	[%]
12.020	24.016	3.35	1.193	0.711528	71.15
12.520	24.136	3.11	1.206	0.747563	74.76
13.098	24.026	2.95	1.201	0.746788	74.68
13.504	24.012	2.85	1.201	0.749314	74.93
14.036	24.009	2.74	1.201	0.749762	74.98
14.517	24.009	2.64	1.201	0.752378	75.24
15.086	24.01	2.53	1.200	0.754881	75.49
15.585	24.012	2.46	1.201	0.752193	75.22
16.060	24.012	2.38	1.201	0.754482	75.45
16.818	24.014	2.28	1.201	0.752139	75.21

Naměřené hodnoty účinnosti pro rezistorovou zátěž $R=20\ \Omega$ byly uvedeny do tabulky č.9. Z naměřených hodnot můžeme vidět, že účinnost měniče roste s rostoucím vstupním napětím. Maximální účinnosti $\eta=75,21\ %$ bylo dosaženo při maximálním vstupním napětí 16,818 V.

Tabulka 10 Naměřené hodnoty účinnosti flyback měniče s rezistorovou zátěží $R=10\ \Omega$

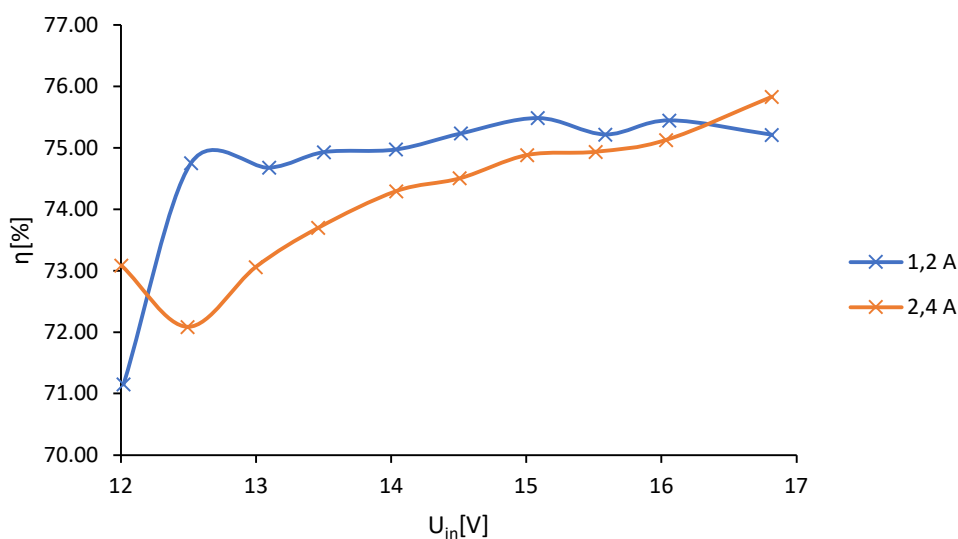
U_{in}	U_{out}	I_{in}	I_{out}	η	η
[V]	[V]	[A]	[A]	[-]	[%]
12.003	23.976	6.48	2.371	0.730876	73.09
12.495	23.951	6.27	2.358	0.720881	72.09
12.998	23.963	5.94	2.354	0.730608	73.06
13.460	23.980	5.70	2.358	0.737009	73.70
14.038	23.960	5.41	2.355	0.742977	74.30
14.508	23.960	5.22	2.355	0.745074	74.51
15.008	23.960	5.01	2.350	0.748849	74.88
15.514	23.940	4.80	2.331	0.749379	74.94
16.035	23.940	4.65	2.340	0.751308	75.13
16.818	23.930	4.40	2.345	0.75833	75.83

Naměřené hodnoty s rezistorovou zátěží $R=10\ \Omega$ byly uvedeny do tabulky č.10. Můžeme vidět, že stejně jako u předešlého měření účinnost měniče roste s rostoucím vstupním napětím. Nejvyšší dosažené účinnosti $\eta=75,83\ %$ bylo dosaženo při vstupním napětím 16,818 V.

Tabulka 11 Naměřené hodnoty účinnosti flyback měniče s rezistorovou zátěží $R=5\ \Omega$

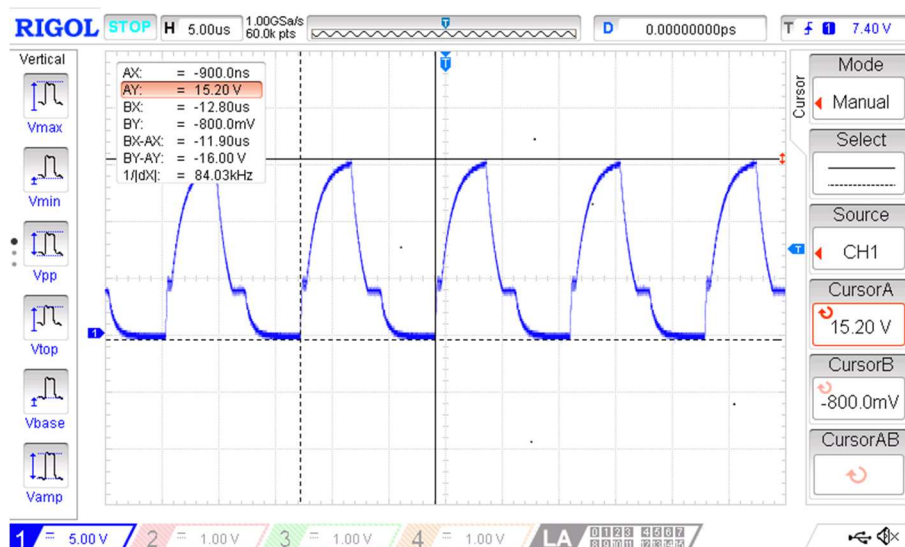
U_{in}	U_{out}	I_{in}	I_{out}	η	η
[V]	[V]	[A]	[A]	[-]	[%]
16.856	24.02	9.65	4.706	0.694933	69.49
16.540	23.996	9.77	4.722	0.701188	70.12

Následně proběhlo měření účinnosti s rezistorovou zátěží $R=5\ \Omega$, což odpovídá výstupnímu proudu $I=4,7\text{ A}$. Naměřené hodnoty byly uvedeny do tabulky č.11. Kvůli proudovému omezení napěťového zdroje byla účinnost změřena pouze pro vstupní napětí 16,856 a 16,540 V. Maximální účinnost v tomto případě byla rovna 70,12 %.



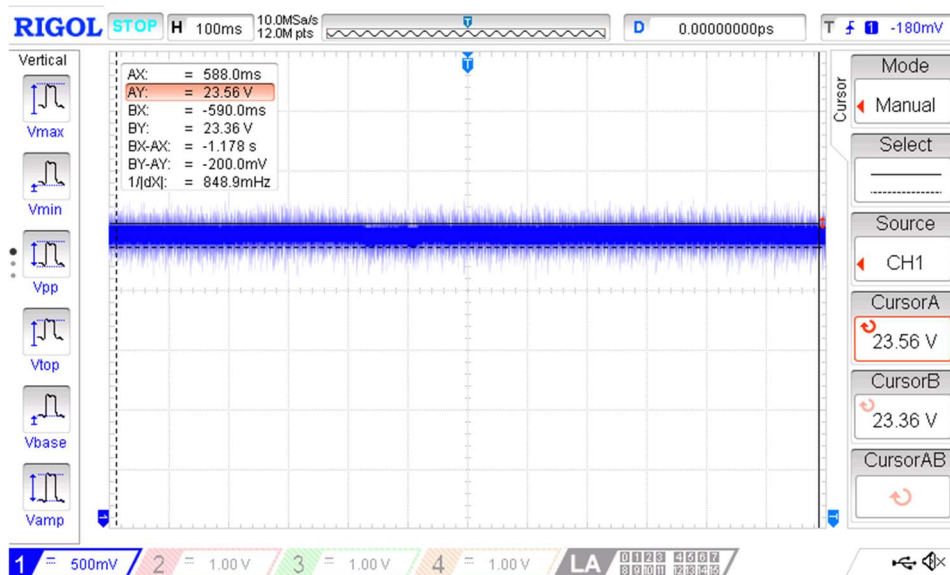
Obrázek 66 Graf závislosti účinnosti flyback měniče na vstupním napětí

Pro porovnání účinnosti měniče při měřených zátěžích byl sestaven graf viz. obrázek č.66. Z grafu můžeme vidět že účinnost měniče při výstupním proudu 1,2 A se pohybuje kolem hodnoty 75 %. Pro výstupní proud 2,4 A je účinnost více závislá na vstupním napětí, celkově se pohybuje v rozmezí 72 až 75,8 %.

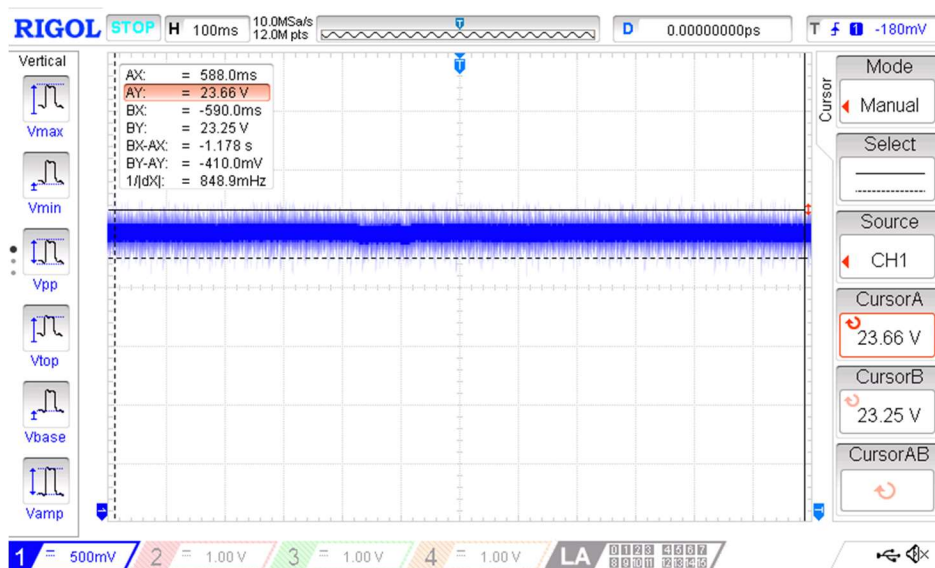


Obrázek 67 Snímek osciloskopu napětí gate tranzistoru flyback měniče při výstupním proudu 2,4 A

Měření frekvence spínání proběhlo pomocí osciloskopu, kde bylo měřeno napětí na gate spínacího tranzistoru viz. obrázek č.67. Pomocí kurzorů byla následně odečtena frekvence spínání $f=84$ kHz. Tato odchylka je způsobena použitím jiné hodnoty kondenzátoru C_1 kvůli problému s dodáním součástky. Náhradní hodnota kondenzátoru byla zvolena $C_1=2,2$ nF.



Obrázek 68 Snímek obrazovky osciloskopu zvlnění výstupního napětí flyback měniče při výstupním proudu 4,7 A



Obrázek 69 Snímek obrazovky osciloskopu šum výstupního napětí flyback měniče při výstupním proudu 4,7 A

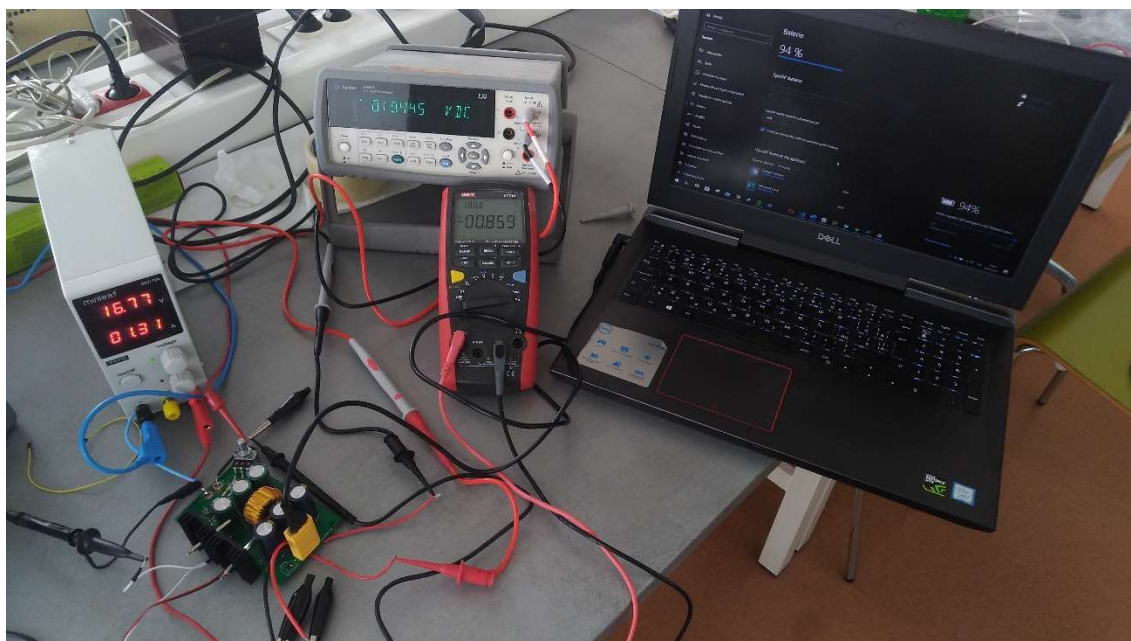
Následně bylo provedeno měření zvlnění výstupního napětí (obrázek č.68) a celkového šumu výstupního napětí (obrázek č.69). Zvlnění na výstupu při zátěži 4,7 A bylo rovno 200 mV a celkový šum byl roven hodnotě 410 mV. Při tak velkém zatížení se tento výsledek dá považovat za velmi přijatelný.

Měřením byl také zjištěn celkový výstupní napěťový rozsah, který je 5 až 33 V, horní hranice tedy byla posunuta o 9 V, příčina tohoto posunutí je použitím potenciometru s rozdílnou hodnotou, než byla navržena. Kvůli nedostupnosti a problémům s dodáním byl zvolen náhradní potenciometr s odporem 47 k Ω .

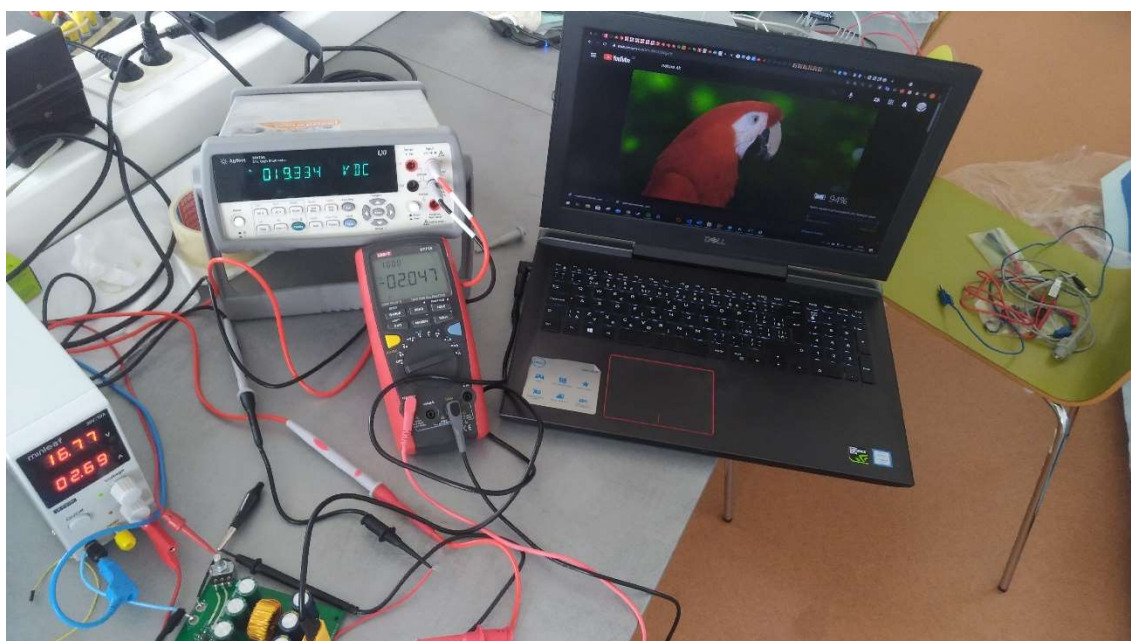
4.6.3 Test flyback měniče při nabíjení notebooku

Jako poslední byl proveden samostatný test připojením výstupu měniče do nabíjecího vstupu notebooku. Pro nabíjení byl vyroben speciální kabel s možností výměny konektoru pro nabíjení notebooků.

Pro test byl zvolen notebook DELL G5 15, z originálního napájecího adaptéru byla odečtena hodnota nabíjecího napětí 19,5 V. Tato hodnota byla následně nastavena na výstup měniče pomocí potenciometru. Následně byl připojen konektor z výstupu měniče do notebooku. Nabíjení probíhalo bez problémů, nabíjecí proud byl proměnný, při běžném používání se pohyboval v rozmezí 0,8 až 1,2 A.



Obrázek 70 Nabíjení notebooku DELL G5 15 pomocí flyback měniče



Obrázek 71 Nabíjení notebooku DELL G5 15 pomocí flyback měniče při přehrávání 4K videa

Na obrázcích číslo 70 a 71 byla provedena demonstrace nabíjení notebooku. Kde na prvním obrázku můžeme vidět, že nabíjecí proud při nečinnosti byl roven 0,859 A kde pokles napětí byl přibližně 60 mV.

Následně bylo spuštěno video ve 4K rozlišení, aby byl zajištěn vyšší nabíjecí proud, ten dosahoval hodnot kolem 2 A. Při tomto proudu byl pokles napětí přibližně 160 mV.

Při tomto poklesu nedošlo k žádnému poškození ani omezení nabíjení, proto můžeme říci že měnič splňuje zadané požadavky.

4.6.4 Zhodnocení flyback měniče pro nabíjení notebooků

Měnič pracuje se spínací frekvencí $f=86$ kHz místo navržené frekvenci 100 kHz, pro zvolenou aplikaci však tato změna nemá žádný vliv je pouze mírně zvýšeno výstupní zvlnění měniče. Měnič také pracuje v napěťovém rozsahu 5 až 33 V, což umožňuje využití měniče pro různé aplikace s maximálním proudem do 5 A. Měnič byl otestován při nabíjení notebooku DELL G5 15, které probíhalo bez problému. Měnič tedy pracuje podle stanovených požadavků.

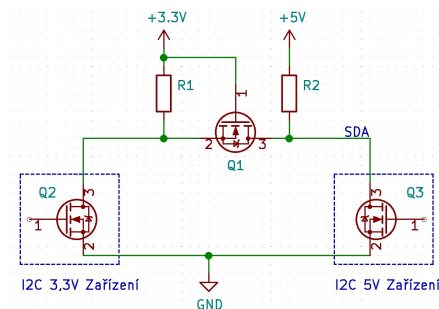
4.7 Řídící deska

Pro řízení BMS bylo využito arduino nano, které je napájeno napětím 5 V. Proto byla vytvořena deska, která obsahuje dc-dc step-down měnič na 5 V.

Dále bude probíhat řízení desek pro nabíjení mobilů, pro jejich řízení bude třeba čtení jejich výstupního napětí k čemu budou využity analogové piny arduina. Celkový rozsah ADC převodníků arduina je 0 až 5 voltů. Pro zajištění bezpečnosti pinů budou použity děliče napětí s poměrem $\frac{1}{2}$. Čímž bude napěťový rozsah zvýšen na 0 až 10 V. Pro ovládání budou využity jako výstupy digitální piny. Pro ovládání BMS je využito I2C komunikace, obvod BQ76920 však pracuje s 3,3 V logikou, proto byl implementován převodník logických úrovní (level shifter).

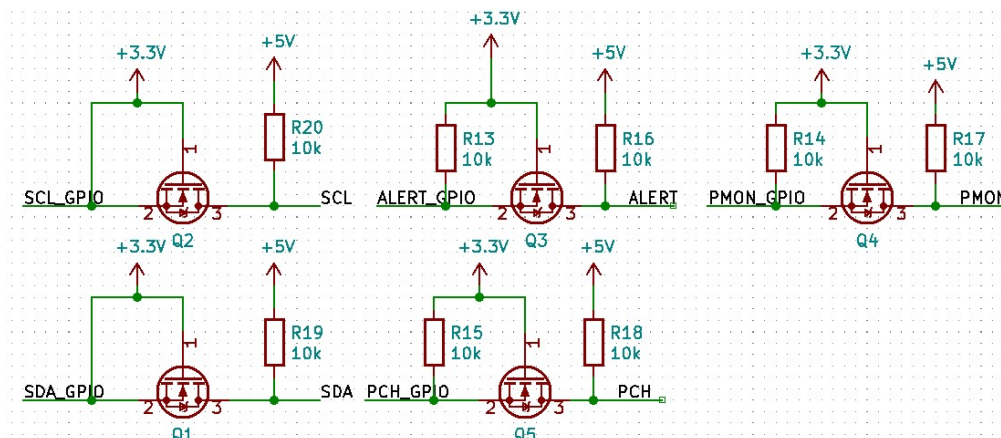
4.7.1 Převodník logických úrovní

Při komunikaci s BMS je důležité dodržet 3,3 V logiku, aby nedošlo k poškození čipu. Pokud by však byly využity pouze pull-up rezistory s napětím 3,3 V docházelo by ke špatnému převodu logických úrovní u Arduina protože pracuje s 5V logikou. Proto je využit převodník, který využívá obousměrného převodu logických úrovní.



Obrázek 72 Schéma převodníku logických úrovní

Na obrázku č.72 je znázorněné schéma převodníku. Pokud je sepnut tranzistor Q_2 napětí na drain tranzistoru je nulové, gate tranzistoru je připojen k referenci 3,3 V. Napětí U_{GS} tedy přesáhne hodnotu saturačního napětí a dojde k otevření tranzistoru. Sběrnice SDA je tedy uzemněna přes sepnutý tranzistor, tento stav odpovídá logické nule a je roven 0 V. Pokud je sepnut tranzistor Q_3 dojde k uzemnění sběrnice SDA pomocí diody tranzistoru a nastane stejná situace. Při rozepnutí Q_2 a Q_3 nedojde k sepnutí tranzistoru Q_1 protože je $U_{GS}=U_{DS}$. Na Q_2 tedy bude napětí 3,3 V odpovídající logické úrovni 1 pro 3,3V logiku a na Q_3 bude napětí 5V odpovídající logické úrovni 1 pro 5V logiku. Rezistory byly zvoleny jako $R_1=R_2=10\text{ k}\Omega$.



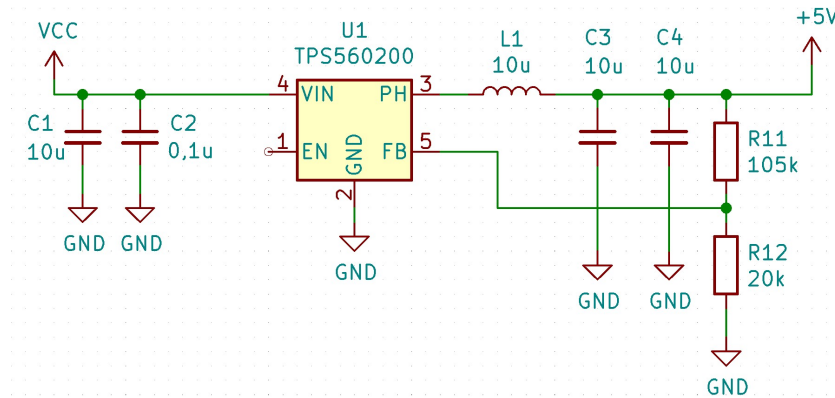
Obrázek 73 Schéma zapojení převodníků logických úrovní pro řídicí desku

Celkem bylo využito pěti převodníků pro ovládání pinů *ALERT*, *PMON*, *PCH* a pro I2C komunikaci *SDA* a *SCL*.

4.7.2 DC-DC step-down měnič pro napájení arduina

Pro napájení arduina byl zvolen step down měnič tvořící integrovaný obvod TPS560200 [25]. Jeho výhodou je široký vstupní napěťový rozsah 4,5 až 17 V a malý počet potřebných externích součástek. Jedná se o obvod, který obsahuje integrované

mosfet tranzistory. Dále pracuje s frekvencí 600 kHz.



Obrázek 74 Schéma zapojení step-down měniče pro napájení arduina

Na obrázku č.74 je zobrazeno schéma měniče. Výstupní napětí je nastaveno pomocí rezistorů R_{11} a R_{12} jako:

$$R_{12} = \frac{R_{11} \cdot 0,8}{U_{out} - 0,8} \quad (4.86)$$

Kde hodnota R_{11} byla zvolena podle doporučení v katalogu 105k Ω .

$$R_{12} = \frac{105 \cdot 10^3 \cdot 0,8}{5 - 0,8} = 20 \text{ k}\Omega \quad (4.87)$$

Hodnoty indukčnosti cívky a kapacity kondenzátorů byly zvoleny podle doporučení $C_1=C_3=C_4=10 \mu\text{F}$ a $L_1= 10 \mu\text{H}$. Pro tyto hodnoty bude následně špičkový proud cívky roven:

$$I_{LPP} = \frac{U_{OUT}}{U_{IN}} \cdot \frac{U_{IN} \cdot U_{out}}{L_{OUT} \cdot f_{sw}} = \frac{5}{16,8} \cdot \frac{16,8 - 5}{10 \cdot 10^{-6} \cdot 600000} \quad (4.88)$$

$$I_{LPP} = 0,585 \text{ mA} \quad (4.89)$$

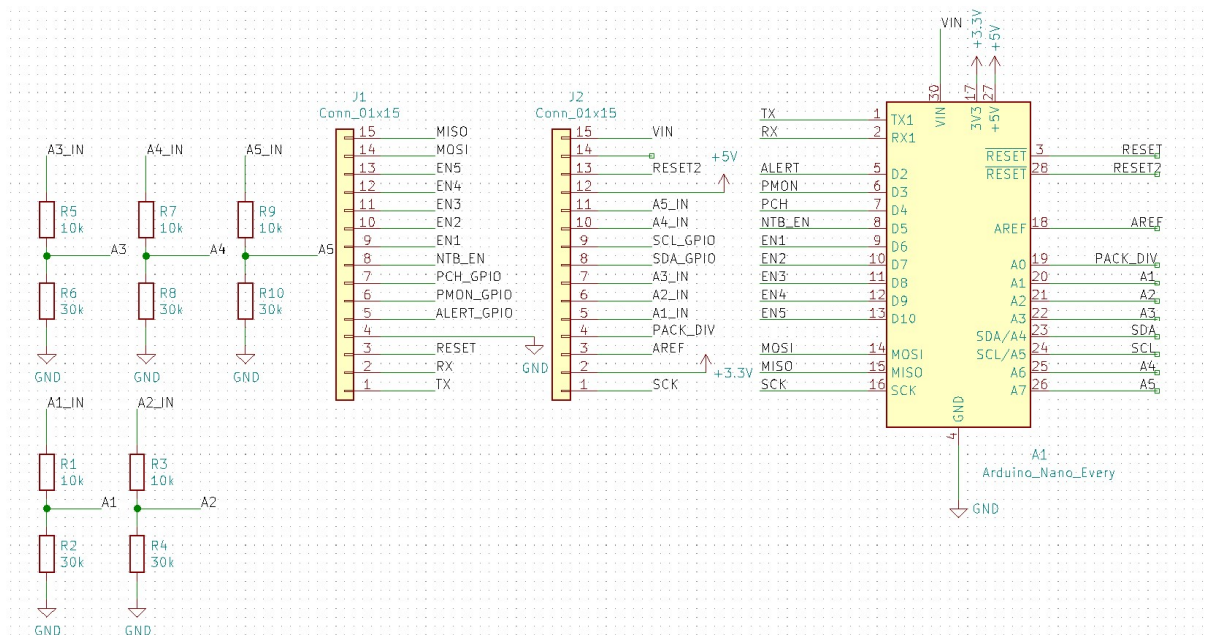
$$I_{LP} = I_{OUT} + \frac{I_{LPP}}{2} \quad (4.90)$$

$$I_{LP} = 0,2 + \frac{0,585}{2} = 0,4925 \text{ A} \quad (4.91)$$

Střední hodnota proudu cívkou tedy bude:

$$I_{RMS} = \sqrt{I_{OUT}^2 + \frac{1}{12} I_{LPP}^2} = \sqrt{0,2^2 + \frac{1}{12} 0,585^2} = 0,22 \text{ A} \quad (4.92)$$

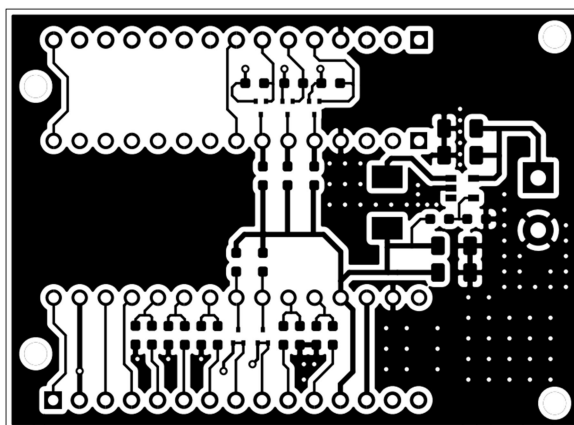
Proto byla zvolena cívka s indukčností 10 μH a maximální střední hodnotou proudu 1 A.



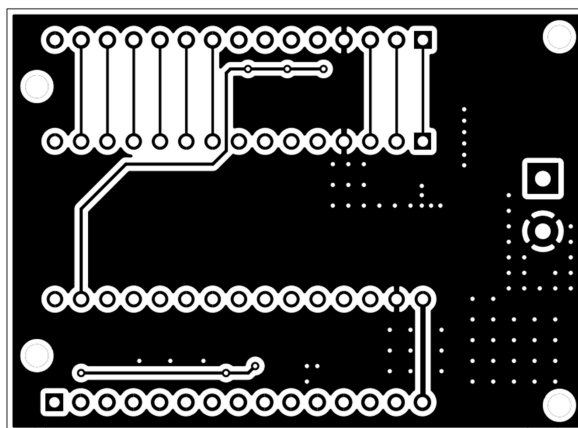
Obrázek 75 Schéma zapojení kontrolní desky

4.7.3 Návrh DPS řídící desky

Při návrhu byla snaha vytvoření rozměrově co nejmenší DPS. Proto byl DC-DC měnič umístěn na spodní stranu desky, kde cívka a výstupní kondenzátory byly umístěny co nejblíže napájecímu pinu arduina. Děliče a napětí a převodníky úrovně byly umístěny mezi výstupní svorkovnicí a svorky arduina.



Obrázek 76 Pohled spodní strany DPS řídicího obvodu

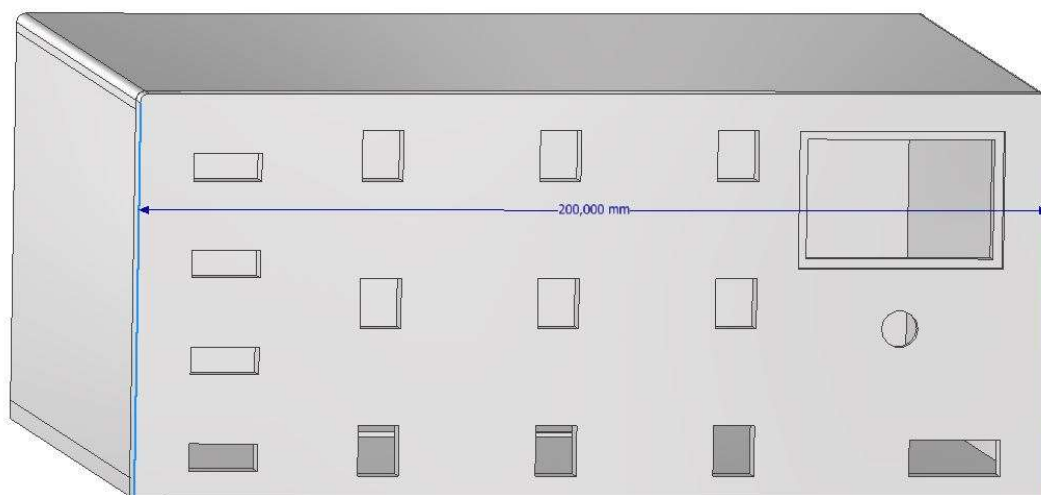


Obrázek 77 Pohled spodní strany DPS řídicího obvodu

Funkčnost desky byla ověřena připojením napájecího napětí na vstupní piny. Výstupní napětí spínaného měniče bylo rovno 5,001 V což přesně odpovídá zadané hodnotě. Měření bylo provedeno pomocí digitálního multimetru UT61E.

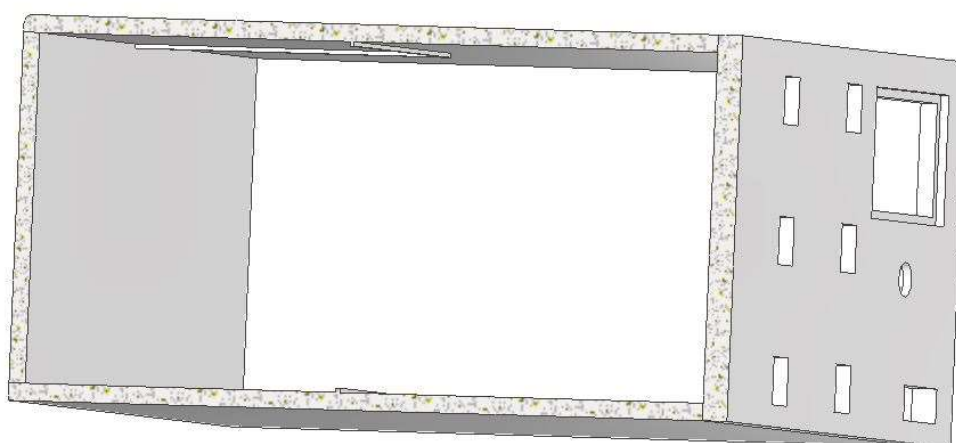
4.8 Návrh krabičky powerbanky

Pro powerbanku byl proveden hrubý návrh krabičky, při návrhu byla snaha o provedení konstrukce s co nejmenšími rozměry.



Obrázek 78 Návrh krabičky powerbanky

Na obrázku č.78 je zobrazena konstrukce krabičky. Přední panel je tvořen otvory pro výstupní konektory, kde USB konektory jsou umístěno nalevo, uprostřed jsou umístěny konektory pro napájení hudebních efektů a napravo je výstup pro napájení notebooků spolu s potenciometrem.



Obrázek 79 Návrh krabičky powerbanky pohled v řezu krabičky

Na obrázku č.79 je zobrazen řez krabičkou. Konstrukce byla navržena pro 3D tisk. Složení konstrukce krabičky bude probíhat následovně. Na spodní desku bude umístěn do vyhrazené ohrádky sloužící pro zafixování battery pack. Následně budou ke spodní části přilepeny všechny okolní stěny. Všechny vyrobené DPS mají nachystané díry pro distanční sloupy, pomocí kterých budou připevněny ke konstrukci. Po připojení všech DPS bude připevněna horní část krabičky pomocí šroubů. Díky tomu bude možnost při případné poruše demontování horní strany a možnost opravy.

5 ZÁVĚR

Cílem bakalářské práce byl návrh topologie univerzální powerbanky s různými napěťovými úrovněmi. A to v podobě nabíjení telefonních zařízení, notebooků a hudebních efektů. V úvodu praktické části práce byla navržena celá topologie powerbanky a byly stanoveny jejich požadavky.

První část powerbanky je battery pack, který byl konstruován v zapojení 4S6P, výstupní rozsah poweranky tedy činí 12 až 16,8 V. Sestrojení proběhlo pomocí bodovací svářečky na baterie. Bylo dosaženo velmi dobrých svárů niklových pásků. Pro lepší vlastnosti by bylo vhodné využít čtvercových niklových pásků, ty však kvůli nedostupnosti nebyly použity.

Následně byl proveden návrh BMS desky, která je řízena pomocí Arduina Mega 2060 z důvodů problému při dodání kontrolní desky. BMS systém splnil požadavky základních ochran (OV, UV, SCD, OCD) které byly vyzkoušeny pomocí vytvořené knihovny, jež je popsána v podkapitole 4.3.7. Deska však nesplnila požadavek na externí pasivní balancování. Při aktivaci balancování nedošlo k sepnutí MOSFET tranzistorů a docházelo ke čtením špatných hodnot na bateriích. Z tohoto důvodu byla omezena hranice OV ochrany na hodnotu 4,1 V. Došlo tedy ke snížení celkové kapacity powerbanky a rozsahu výstupního napětí na 12-16,4 V.

Pro nabíjení telefonních zařízení byl zvolen cíl konstrukce nabíječky s výstupním proudem do 2 A, která bude schopna nabíjet jakékoliv telefonní zařízení. Návrh a konstrukce zařízení byla popsána v kapitole 4.4. Všechny zadané vlastnosti měniče byly splněny. Byla také otestována funkčnost měniče při nabíjení různých telefonních zařízení a 5 V zařízení (LED lampa, USB mikropáječka). Měření proběhly bez problémů, při měření spínací frekvence jednoho obvodu však došlo ke zkratování řídicího pinu, z tohoto důvodu byl celkový počet 5 V výstupů snížen na čtyři.

Pro nabíjení hudebních zařízení byly zvoleny požadavky výstupního napětí 9 V a proudu 400 mA. Návrh obvodu byl popsán v kapitole 4.5. Bylo vytvořeno celkem 9 výstupů, které byly rozděleny na 3 DPS. Měřením byla provedena stabilita výstupního napětí a také teplotní stabilita. Všechny požadavky byly splněny, obvod dokázal pracovat 120 minut s rezistorovou zátěží odpovídající proudu 0,4 A.

Požadavky na obvod pro nabíjení notebooků byly regulovatelné výstupní napětí 12 až 24 V a nabíjecí proud 5 A. Návrh a konstrukce byly popsány v kapitole 4.6. Rozsah výstupního napětí byl změněn na 5 až 33 V z důvodu širšího využití měniče. Horní hranice je způsobena změnou hodnoty potenciometru z důvodu jeho nedostupnosti na trhu. Bylo také vyzkoušeno nabíjení notebooku DELL G5-15, které proběhlo bez problému. Obvod tedy splňuje všechny zadané požadavky.

Dále byla navržena a sestavena řídicí deska, která obsahuje vlastní napájení a převodník logických úrovní.

Jako poslední byl proveden návrh krabičky pro powerbanku. Samostatná konstrukce však nebyla vytvořena.

Jednotlivé cíle práce byly splněny, nedošlo však k samostatné konstrukci powerbanky a propojení všech bloků dohromady. To bylo způsobeno kvůli dlouhým dodávacím lhůtám DPS, zejména pak pro obvod BMS.

ZDROJE:

- [1] S&P Global. *S&P Global* [online]. [cit. 2020-12-10]. Dostupné z: <https://www.spglobal.com/marketintelligence/en/news-insights/latest-news-headlines/as-battery-costs-plummet-lithium-ion-innovation-hits-limits-experts-say-58613238>
- [2] Lithium-ion batteries. *Australian academy of science* [online]. [cit. 2020-12-10]. Dostupné z: <https://www.science.org.au/curious/technology-future/lithium-ion-batteries>
- [3] Mahn,M.;Wieboldt,D.;Ruff,I. Techniques for Raman Analysis of Lithium-Ion Batteries. *Sepectroscopy* 2015,30,1-3
- [4] Lithium Ion Charging Profile (1 Cell) [online]. 2017 [cit. 2020-12-12]. Dostupné z: <https://sound-au.com/articles/lithium-charging.htm>
- [5] *Cell Balancing Techniques and How to Use Them* [online]. 23.02.2019 [cit. 2020-12-10]. Dostupné z: <https://circuitdigest.com/article/cell-balancing-techniques-and-how-to-use-them>
- [6] *Battery protection selection guide* [online]. Rakousko, 2020, , 1-8 [cit. 2020-12-11]. Dostupné z: https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-Battery_protection-ApplicationBrochure-v02_00-EN.pdf?fileId=5546d4626e651a41016e8408e91b1948
- [7] *Battery Management System Tutorial* [online]. Renesas Electronics America, 2018, , 1-6 [cit. 2020-12-11]. Dostupné z: <https://www.renesas.com/eu/en/document/whp/battery-management-system-tutorial?language=en>
- [8] *Shunt-based current-sensing solutions for BMS applications in HEVs and EVs* [online]. 2018–2019, , 1-3 [cit. 2020-12-11]. Dostupné z: <https://www.ti.com/lit/an/sbaa324a/sbaa324a.pdf>
- [9] Current Sense Circuit Collection. 2005 [online]. , 118 [cit. 2020-12-11]. Dostupné z: <https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/application-notes/an105fa.pdf>
- [10] ROBERTS, Steve. *DC/DC BOOK OF KNOWLEDGE* [online]. 2. vydání. Rakousko: RECOM Group, 2015 [cit. 2020-12-10]. Dostupné z: <http://www.dialogue.sk/pdf/Book%20of%20Knowledge%20by%20Steve%20Roberts.pdf>
- [11] *INR18650-35E* [online]. 2016/04/11, , 1-25 [cit. 2021-6-2]. Dostupné z: <https://www.tme.eu/Document/f9d93f9cb60fa6eb0a4caf9df5c96711/ACCU-INR18650-35E.pdf>

[12] *Bq769x0 3-series to 15-series cell battery monitor family for li-ion and phosphate applications* [online]. 2013, , 1-66 [cit. 2020-12-12]. Dostupné z: https://www.ti.com/lit/ds/symlink/bq76920.pdf?ts=1608132718862&ref_url=https%253A%252F%252Fwww.ti.com%252Fproduct%252FBQ76920

[13] *Bq76200 high-voltage battery pack front-end charge/discharge high-side NFET driver* [online]. 2015, , 1-29 [cit. 2020-12-12]. Dostupné z: https://www.ti.com/lit/ds/symlink/bq76200.pdf?ts=1608105944549&ref_url=https%253A%252F%252Fwww.google.com%252F

[14] *IPD090N03L G E8177* [online]. 2016, 2014/01/14, , 1-9 [cit. 2021-6-2]. Dostupné z: <https://www.tme.eu/Document/2875b1eb7beb8ec876f202de8d40a4ce/IPD090N03LG-DTE.pdf>

[15] *FET Configurations for the bq76200 High-Side N-Channel FET Driver* [online]. 2016, , 1-35 [cit. 2021-6-2]. Dostupné z: <https://www.ti.com/lit/an/slva729a/slva729a.pdf?ts=1612800421892>

[16] *MAX14630/MAX14632 USB Charger Adapter Emulators* [online]. SAMSUNG, 2013, , 1-8 [cit. 2020-12-12]. Dostupné z: <http://www.farnell.com/datasheets/2369794.pdf>

[17] *LM3489x Hysteretic PFET Buck Controller With Enable Pin* [online]. TEXAS INSTRUMENTS, 2006, 2014/01/14, , 1-27 [cit. 2021-6-2]. Dostupné z: <https://www.ti.com/lit/ds/symlink/lm3489.pdf?ts=1622587024851>

[18] *L78M Datasheet* [online]. 2020, , 1-38 [cit. 2020-12-12]. Dostupné z: <https://www.st.com/resource/en/datasheet/l78m.pdf>

[19] *1N5333B Series* [online]. 2004, , 1-8 [cit. 2021-6-3]. Dostupné z: <https://pdf1.alldatasheet.com/datasheet-pdf/view/114649/ONSEMI/1N5350B.html>

[20] *UCx84x Current-Mode PWM Controllers* [online]. TEXAS INSTRUMENTS, 2020, , 1-54 [cit. 2021-6-2]. Dostupné z: https://www.ti.com/lit/ds/symlink/uc2845.pdf?ts=1622538862960&ref_url=https%253A%252F%252Fwww.google.com%252F

[21] *Design Review: Isolated 50 Watt Flyback Converter Using the UCC3809 Primary Side Controller and the UC3965 Precision Reference and Error Amplifier* [online]. UNITRODE, , 1-20 [cit. 2021-6-2]. Dostupné z:

https://www.ti.com/lit/an/slva086/slva086.pdf?ts=1614149500567&ref_url=https%253A%252F%252Fwww.google.com%252F

[22] *Power Conversion & Line Filter Applications* [online]. 2007, , 1-72 [cit. 2021-6-2]. Dostupné z: <https://www.tme.eu/Document/82fc93ef93d05a020041f9203a13131a/MICROMETALS-Tseries.pdf>

[23] *AOT270AL/AOB270AL 75V N-Channel MOSFET* [online]. 2007, , 1-6 [cit. 2021-6-2]. Dostupné z: <http://www.aosmd.com/pdfs/datasheet/AOB270AL.pdf>

[24] *DSB60C60PB* [online]. 2012, , 1-4 [cit. 2021-6-2]. Dostupné z: <https://www.tme.eu/Document/b5d4235662490ac781c8a7c236df022c/DSB60C60PB.pdf>

[25] *TPS560200 4.5-V to 17-V Input, 500-mA Synchronous Step-Down Converter With Advanced Eco-Mode* [online]. 2016, , 1-23 [cit. 2021-6-2]. Dostupné z: https://www.ti.com/lit/ds/symlink/tps560200.pdf?ts=1622654345359&ref_url=https%253A%252F%252Fwww.google.com%252F

SEZNAM POUŽITÝCH SYMBOLŮ

U	Elektrické napětí	[V]
U_{GS}	Napětí na Gate-Source mosfet tranzistoru	[V]
U_G	Napětí na gate mosfet tranzistoru	[V]
U_{DS}	Napětí Drain-Source mosfet tranzistoru	[V]
$U_{cutt-off}$	Minimální napětí baterie	[V]
U_{ADC}	Rozsah napětí ADC převodníku	[V]
U_{BE}	Napětí na bázi tranzistoru	[V]
U_{ZD}	Napětí na Zenerově diodě v závěrném směru	[V]
ΔU_{OUT}	Zvlnění napětí na výstupu	[V]
I	Elektrický proud	[A]
I_c	Proud kolektoru tranzistoru	[A]
ΔI_L	Zvlnění proudu na cívce	[A]
I_{RMS}	Střední hodnota proudu	[A]
$I_{\text{šp}}$	Špičková hodnota proudu	[A]
R	Elektrický odpor	[Ω]
$R_{DS(on)}$	Vnitřní odpor mosfet tranzistoru	[Ω]
R_{ja}	Tepelný odpor přechodu čip-okolí	[°C/W]
R_{chl}	Tepelný odpor chladiče	[°C/W]
C	Kapacita kondenzátoru	[F]
t	Čas	[s]
t_{on}	Celkový čas při sepnutém tranzistoru	[s]
t_{off}	Celkový čas při rozepnutém tranzistoru	[s]
f	Frekvence	[Hz]
P	Výkon	[W]

P_{ztr}	Ztrátový výkon	[W]
L	Indukčnost	[H]
L_p	Indukčnost primárního vinutí transformátoru	[H]
L_s	Indukčnost sekundárního vinutí transformátoru	[V]
A_L	Poměr indukčnosti transformátoru	[nH]
D	Střída	[-]
N	Poměr závitů transformátoru	[-]
β	Zesilovací činitel tranzistoru	[-]
η	Účinnost	[-]
ID	Vnitřní průměr transformátoru	[mm]

SEZNAM POUŽITÝCH ZKRATEK

CC	Konstantní proud
CV	Konstantní napětí
BMS	Obvody pro ochranu a řízení baterií
OV	Přepětí
UV	Podpětí
SCD	Zkrat při vybíjení
SOA	Bezpečná oblast pro provoz baterie
AD	Převodník analogové na digitální úroveň
DPS	Deska plošných spojů
CCM	Kontinuální režim měniče
DCM	Diskontinuální režim měniče
IO	Integrovaný obvod

SEZNAM PŘÍLOH

- **PŘÍLOHA A**

desky_BP.zip

obsahuje návrhy všech DPS a program s knihovnou